15 F
N° 1701
FEVRIER
1984
LIXe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

NID D'ABEILLES...

HI-FI

LE LECTEUR DE « COMPACT DISC » PHILIPS, CD 303

TECHNOLOGIE DES MAGNÉTOPHONES A CASSETTE

RÉALISATIONS

CINQ MONTAGES

MICRO INFORMATIQUE

LE MICRO ORDINATEUR HECTOR 2 HR+

Vidéo Actualité

L'ORDINATEUR DE JEU BRANDT - JO 7400

LE MAGNÉTOSCOPE HITACHI VT-7-S



BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ ● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ● ESPAGNE : 300 PTAS

LE NOUVEAU METRIX OX 710 B



metrix

Oscilloscope double trace 15 MHz

- Écran de 8 x 10 cm.
- Le tube cathodique possède un réglage de rotation de trace pour compenser l'influence du champ magnétique terrestre.
- Bande passante du continu à 15 MHz (− 3 dB).
- Déclenchement assuré jusqu'à 30 MHz.
- Sensibilité 5 mV/cm à 20 V/cm.
- Fonctionnement en XY.
- Inversion de la voie B (± YB).
- Fonction addition et soustraction (YA ± YB).
- Testeur incorporé pour le dépannage rapide et la vérification des composants (résistances, condensateurs, selfs, semiconducteur).
  Le testeur de composants présente les courbes courant/tension sur les axes à 90°.
- Le mode de sélection alterné choppé est commuté par le choix de la vitesse de la base de temps.

AVEC 2 SONDES

CRÉDIT SUR DEMANDE **3.190 F** + port 48 F

DISTRIBUÉ PAR :

ACER COMPOSANTS
42, rue de Chabrol 75010 PARIS
Tél. : 770.28.31

MONTPARNASSE COMPOSANTS
3, rue du Maine 75014 PARIS
Tél. : 320.37.10

REUILLY COMPOSANTS
79, bd Diderot 75012 PARIS
Tél. : 372.70.17

SOMMAIRE

ISSN 0246-2958

audio VIDÉO MAGAZINE

N° 100 – JANVIER 1984
La première revue professionnelle
HIFI-TV-SON-VIDÉO - **21 F**



UN TEMOIN D'OCCUPATION de labo photo

Etes-vous dans votre labo ?
Peut-on entrer ?
Un témoin entièrement automatique prévient de l'occupation du laboratoire :
témoin éteint = lumière blanche allumée, pas de précautions particulières à prendre.
témoin clignotant = labo en lumière inactinique, développement de papier en noir et blanc, entrer avec les précautions d'usage.
témoin allumé en permanence = labo dans le noir complet, entrée totalement interdite.

Comment fonctionne ce témoin automatique ? De façon très simple. Toute l'astuce réside dans l'emploi d'un néon. Ce composant a vu sa vogue diminuer depuis la mise en circulation des LED si pratiques et si peu gourmandes. Le néon fonctionne sous une tension élevée, d'environ 67 V. Avant d'atteindre sa tension d'allumage, le néon offre une résistance interne très élevée. Le seuil des 67 V provoque l'ionisation du gaz néon, son illumination, et enfin une chute importante de sa résistance. Pour pouvoir fonctionner sur le secteur, un néon doit être muni d'une résistance de protection, sinon le résultat est immédiat : il explose.

Nous utiliserons pourtant un modèle de témoin néon sans résistance incorporée. Sans cela, notre montage ne fonctionnerait pas.

Le schéma nous montre, en entrée du circuit, une diode d1 dont le rôle est double : redresser la tension secteur sur une alternance et permettre l'emploi d'un condensateur courant (isolation 200 V).

La suite du schéma nous donne en parallèle le condensateur, une LDR et le néon.

Premier cas de figure : le labo est allumé, la LDR placée dans un milieu éclairé voit sa résistance diminuer de façon importante, le néon et la capacité sont simplement shuntés. Le néon ne peut s'allumer.

Second cas : l'éclairage du labo est inactinique et donc très faible, la LDR devient beaucoup plus résistante, le condensateur se charge lentement. Dès que la tension aux bornes du néon atteint le seuil d'ionisation, le néon s'illumine, sa résistance tombe très bas et décharge le condensateur, la tension tombe en dessous de la tension de maintien de l'ionisation, le néon s'éteint. Une fois éteint, la résistance remonte et le cycle se reproduit... Dernier cas : le laboratoire est « au noir » et la LDR très résistante, si ré-

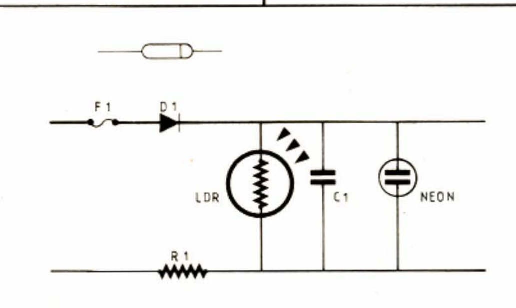


Fig. 1

·sistante qu'elle n'a plus aucun effet, la capacité non plus et le néon reste toujours allumé.

Quelques précautions sont à rappeler : la tension du secteur peu faire des dégâts ; il est important de manipuler le circuit seulement s'il n'est pas relié au réseau. Le montage devra être fixé dans un boîtier plastique.

Le bon fonctionnement de tout montage optoélectronique dépend de l'emplacement du capteur. Des essais vous donneront l'emplacement idéal de la cellule. Le témoin sera placé à l'extérieur du labo, de façon visible. Nous avons utilisé un classique circuit à pistes perforées ; la simplicité du montage permet de procéder de cette façon sans risque.

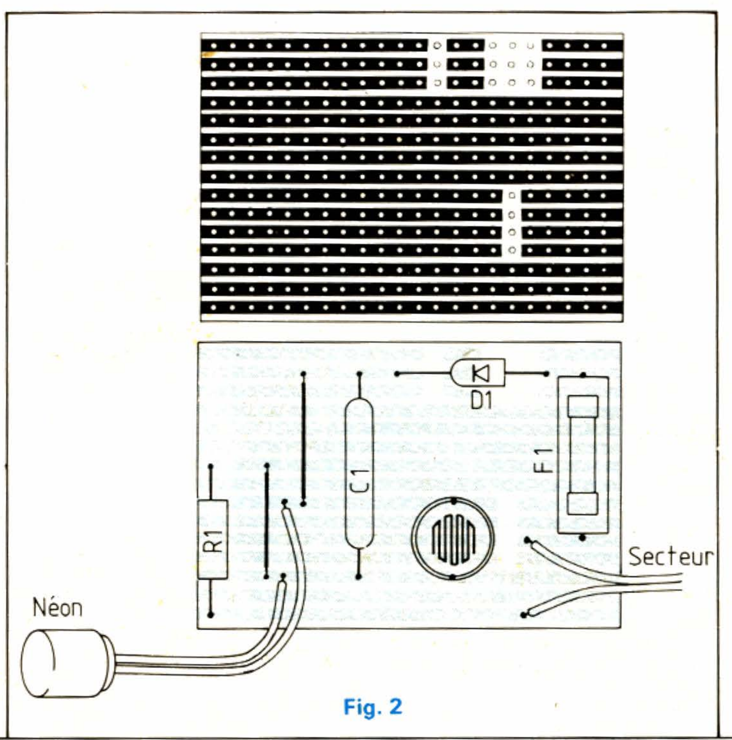


Fig. 2

Le fusible répond également au souci de sécurité.

Bon montage.

J. PETER

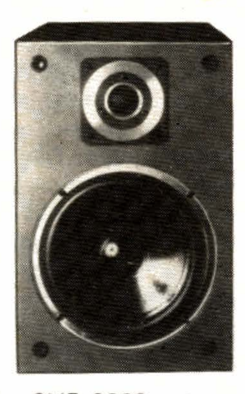
Liste des composants

D_1 : BY 227
LDR : LDR 05
C_1 : 2,2 μF 250 V
R_1 : 22 kΩ
Neon : témoin de votre choix, mais sans résistance incorporée (voir texte).
F_1 : Fusible 0,5 A

Bloc-notes

UNE NOUVELLE GAMME D'ENCEINTES ACOUSTIQUES G.M.E.

La nouvelle gamme d'enceintes acoustiques GME comprend trois modèles de, respectivement : 60, 70 et 100 Weff.



La GME 2060 est une enceinte 2 voies qui comporte un boomer de 21 cm et un tweeter à dôme. Ses caractéristiques techniques sont les suivantes :
Puissance : 60 Weff
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 60 à 22 000 Hz
Sensibilité : 94 dB
Dimensions : 370 × 240 × 195 mm

La GME 370 est une enceinte trois voies qui comporte un boomer de 21 cm, un médium de 10 cm et un tweeter à dôme. Ses caractéristiques techniques sont les suivantes :



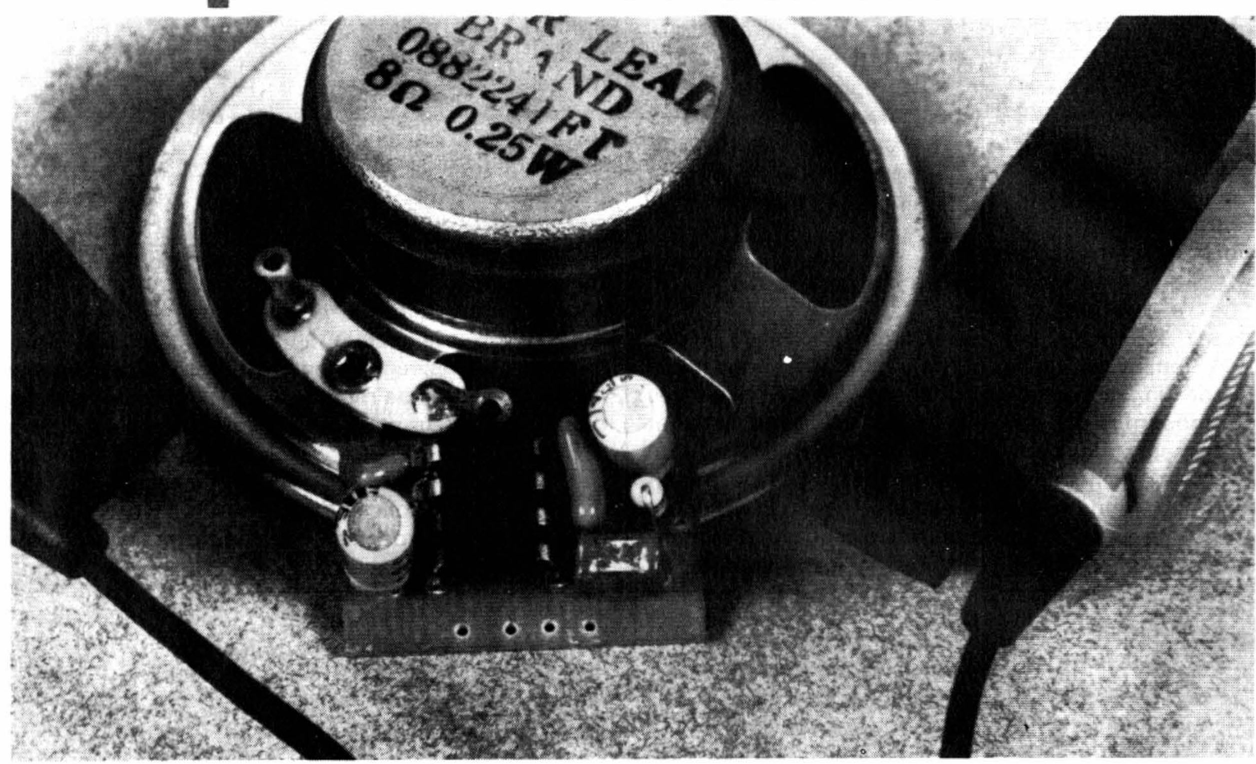
Puissance : 70 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 45 à 22 000 Hz
Sensibilité : 94 dB
Dimensions : 590 × 280 × 260 mm

L'enceinte acoustique GME 30100 est une 3 voies composée d'un boomer de 31 cm, d'un médium de 10 cm et d'un tweeter à dôme. Ses caractéristiques techniques sont les suivantes :
Puissance : 100 W
Impédance : 8 Ω
Bande passante : 45 à 22 000 Hz
Sensibilité : 94 dB
Dimensions : 700 × 380 × 320 mm



Les enceintes acoustiques GME sont distribuées par la société Nord-Radio.

Amplificateur audio pour basses tensions



CE petit amplificateur en pont utilise un tout nouveau circuit intégré créé par SGS, un grand spécialiste de ce type de produit. Ce circuit, sans doute le plus petit du marché, présente deux amplificateurs réunis dans un boîtier à 8 broches ; il nous paraît difficile de faire mieux, sauf si l'on utilise un boîtier miniature du type de ceux adoptés pour les circuits hybrides.

Le TDA 2820 M

SGS a prévu son amplificateur TDA 2820 M pour une utilisation dans des appareils à pile alimentés en basse tension. La tension minimale de travail de 1,8 V autorise un fonctionnement avec deux éléments de 1,5 V susceptibles de se décharger en présentant alors une tension inférieure au volt. Inutile de préciser qu'à cette tension, la puissance de sortie ne sera pas très élevée, on s'en doute ! Le TDA 2820 M comporte deux amplificateurs indépendants, d'où une possibilité de travail soit en stéréophonie soit en monophonie avec une configuration en pont ; c'est cette dernière que nous avons adoptée ici.

L'ampli en pont

La configuration en pont permet de disposer d'une tension de sortie deux fois plus importante qu'avec un seul ampli. La figure 1 donne le schéma de principe de l'amplificateur.

Il nous paraît difficile de faire plus simple. Le constructeur a intégré dans son circuit les éléments du réseau de contre-réaction ; ainsi, aucune résistance ne complète le montage, à part celle destinée à assurer la stabilité du montage sur certaines charges.

L'entrée a lieu sur un transistor PNP, elle devra être fermée sur une résistance, celle de la source par exemple. On pourra aussi installer directement sur l'entrée un potentiomètre, mais alors attention aux risques de crachements.

Précisons que cette résistance est impérative et que le montage ne fonctionne pas sans elle.

L'amplificateur du haut alimente directement le haut-parleur ; à l'intérieur, une résistance de contre-réaction injecte une tension sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur. Cette tension repart sur le second amplificateur par le condensateur C_4. Cet amplificateur a son entrée non inverseuse à la masse ; la tension de sortie du second amplificateur sera en opposition de phase avec celle du premier.

Le condensateur C_3 de 10 nF assure une stabilisation du montage et évite des oscillations.

Le découplage d'alimentation sert également à la stabilisation du montage ; une alimentation par piles risque, par l'augmentation de la résistance interne avec l'usure de la pile, d'entraîner un phénomène d'accrochage (Motor Boating).

Le réseau RC en parallèle sur le haut-parleur peut ne pas être utile, tout dépend de la nature de la charge.

Réalisation

Comme nous voulions exploiter à fond les possibilités du circuit intégré, nous avons conçu un tout petit amplificateur.

Si vous ne vous sentez pas de taille à vous lancer dans cette réalisation, agrandissez le circuit imprimé en tenant toutefois compte de la disposition des composants et des lignes d'alimentation. La figure 2 donne le schéma du circuit imprimé, nous avons représenté l'implantation des composants sur la figure 3. Nous laissons à votre discrétion la technique de réalisation du circuit imprimé.

L'amplificateur s'alimente le plus près possible des bornes du circuit intégré ; on évitera de faire passer l'alimentation par le point de masse de l'entrée, un accrochage serait pratiquement certain ; le gain du montage est important.

Performances

Comme nous en avons pris l'habitude, nous vous donnons des performances relevées sur la maquette et non des caractéristiques de constructeurs. Les mesures, effectuées à partir de plusieurs tensions d'alimentation, rendent compte de ce que vous obtiendrez (aux tolérances de fabrication près) si vous l'utilisez avec ces tensions. Vous noterez aussi que l'impédance de mesure change avec la tension d'alimentation pour éviter une surcharge thermique de l'amplificateur.

Vous avez droit aussi à des mesures de sensibilité et de distorsion ainsi que de consommation. Le circuit intégré dispose d'une sécurité thermique utile aux fortes tensions et puissances, nous n'avons pas réussi à griller le circuit.

Nous avons également mesuré le temps de montée de l'amplificateur et obtenu 1,6 μs.

L'impédance de sortie du montage en pont est de 0,7 Ω. Les taux de distorsion ne sont pas excessifs, les constructeurs d'autoradios et les fabricants de circuits intégrés annoncent souvent des puissances à un taux de distorsion de 10 %, nous en sommes loin.

Conclusions

Nous avons, avec ce circuit intégré, obtenu un excellent rapport qualité/volume. Le montage en pont autorise la sortie d'une puissance relativement importante, il n'y a qu'aux faibles tensions que cette puissance se limite ; il faut tout de même pouvoir attaquer les transistors de sortie et la réduction du nombre de broches interdit l'emploi d'un circuit de bootstrap. ■

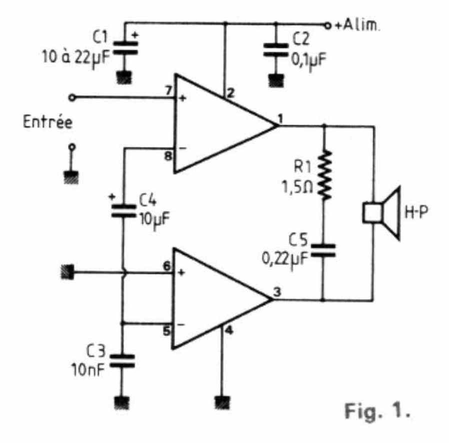


Fig. 1.

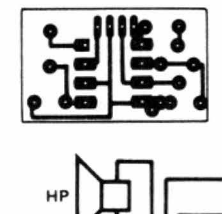


Fig. 2.

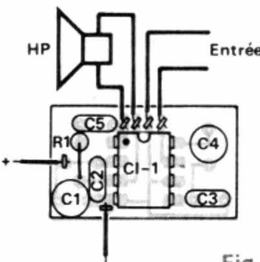
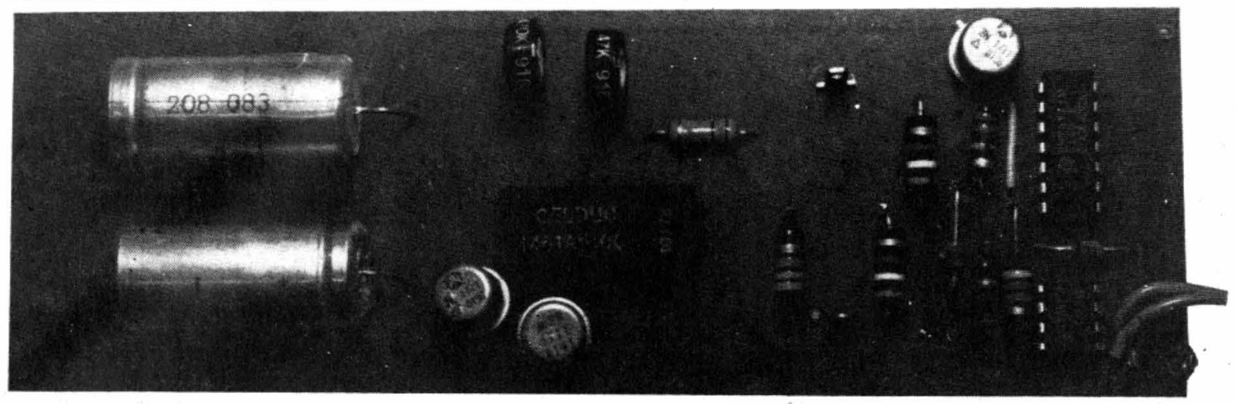


Fig. 3.

Tension d'alimentation	2 V	3 V	4,5 V	6 V	9 V	12 V
Charge	4	4	4	4	16	16
Courant de repos	6 mA	6,7 mA	6,9 mA	7,3 mA	7 mA	8,6 mA
Courant à p max	84 mA	195 mA	350 mA	486 mA	278 mA	361 mA
Distorsion à 1 kHz	1,4 %	0,8 %	0,7 %	1,2 %	0,38 %	0,34 %
Distorsion à 10 kHz	2,7 %	1,3 %	0,9 %	1,2 %	0,3 %	0,8 %
Sensibilité	2,3 mV	5,3 mV	10 mV	14,6 mV	28,6 mV	37 mV



UN MONITEUR D'ARROSAGE

En cas d'absence, ce moniteur prendra soin de vos plantes en surveillant le degré d'humidité de la terre.
Une mesure de la résistance entre deux électrodes plantées dans le sol provoquera en temps utile l'arrosage grâce à l'action d'un moteur de lave-glace qui puisera dans un réservoir l'eau indispensable au bien-être de vos plantes.

Le principe établi, voyons comment obtenir ce résultat. Une sonde élaborée à partir de deux pointes métalliques, inoxydables de préférence, sont plantées dans le sol. En fonction de la quantité d'eau présente dans la terre, une certaine résistance sera mesurable entre les électrodes. Cette valeur devra être mesurée au moment où vous jugerez utile d'arroser. Ce degré d'humidité servira de référance au circuit intégré IC_1, monté en comparateur. Le potentiomètre P_1 mémorisera la valeur de sècheresse à ne pas dépasser. La sortie de IC_1 changera d'état dès la détection ; comme ce type de circuit présente une tension de déchet de 2 V environ, une diode Zener Z_1 a été employée pour obtenir un changement d'état franc.

Le transistor T_1 inverse cette information et la présente à la patte six du circuit IC_2 qui est un monostable. Pourquoi avons-nous implanté ce composant ? Afin d'obtenir un temps d'arrosage constant, indépendant de l'état d'humidité de la sonde. La durée de fonctionnement du monostable est fonction des valeurs de R_6, P_2 et de C_2, et est indépendante de la durée du signal d'entrée.

Vous adapterez le temps d'arrosage en réglant P_2. Des essais seront nécessaires en fonction du type de pompe que vous trouverez. Le condensateur C_2 peut également être changé. Une valeur plus élevée donnera un créneau plus long, et inversement. Nos valeurs sont donc uniquement données à titre de suggestion.

Ce circuit monostable est alimenté en 5 V, une diode Zener Z_2 assurera cette tension à l'aide de R_5.

Nous avons trouvé un modèle à moins d'un demi-Delacroix.

Nous avons opté pour une sortie sur relais. Une autre solution est bien évidemment possible : thyristor, photo coupleur, etc. Pour l'emploi du relais, la sortie de IC_2 ne peut piloter directement la bobine d'excitation ; T_2 et T_3 rempliront ce rôle d'interface. La diode D_1 protège les transistors contre les extra-courants de rupture du relais.

Pour la pompe, tout un choix de moteurs de lave-glaces automobile est à votre disposition, certains déjà équipés de réservoirs.

Nous avons omis de présenter l'unité d'alimentation ; celle-ci étant sans problème, vous trouverez de nombreux exemples dans les pages de cette revue ou dans les anciens numéros.

La consommation du moniteur seul est très faible : moins de 50 mA. Le relais sera à choisir en fonction de la consommation du moteur. Il n'est pas utile de choisir un modèle du type moto-pompe des pompiers. Un faible débit pendant un temps plus long fera le même travail en douceur ; il ne faut pas que le jet déterre vos plantes...

La sonde ne nous a pas posé de problème insoluble : un domino électrique à deux fils retient les deux pointes formant la partie enterrée de ce module. Selon la taille du « sucre », l'écartement variera, la résistance de détection de la sonde également. Ne prenez pas un modèle de trop grand diamètre. La valeur de P_1 devra permettre le basculement de la détection. Votre ohmmètre vous renseignera sur la valeur à adopter en cas de non fonctionnement du système.

Ce montage n'est guère compliqué. En cas de défaut de fonctionnement, vérifiez tout d'abord, à la patte 6 de IC_1, si le basculement de la détection du

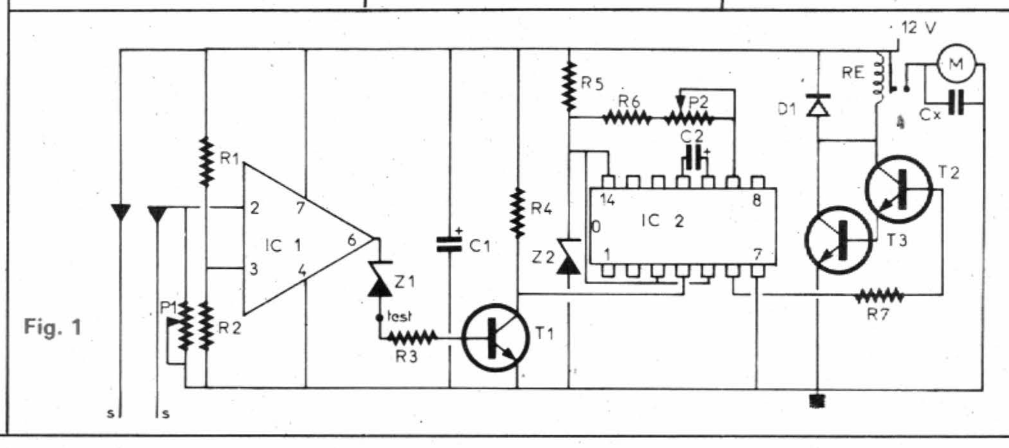


Fig. 1

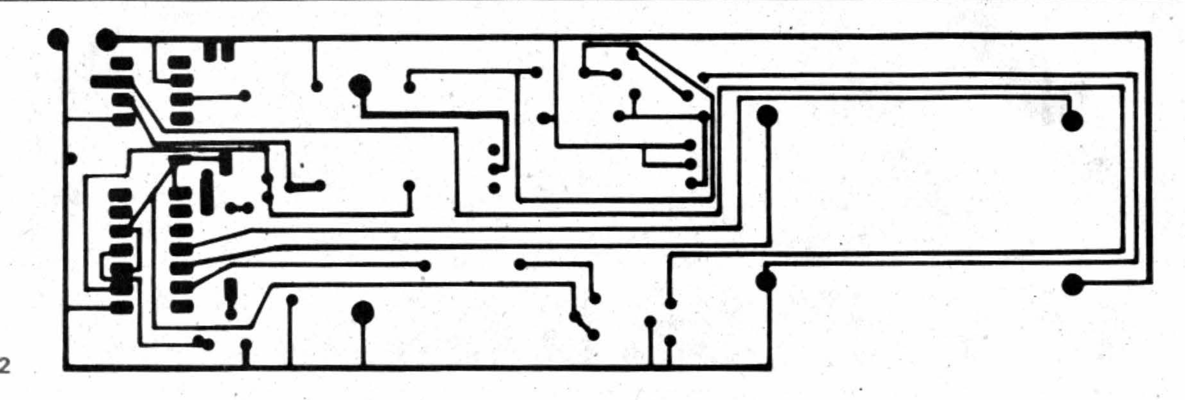


Fig. 2

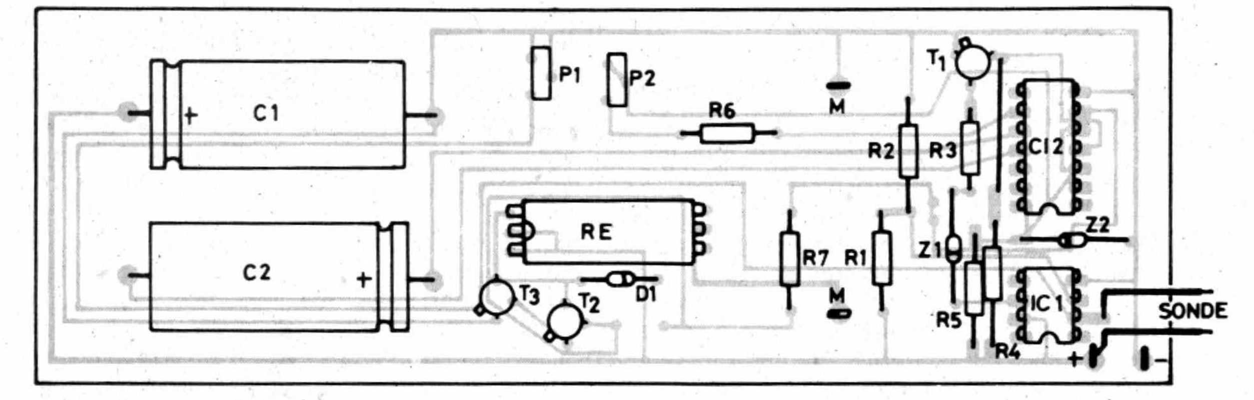


Fig. 3

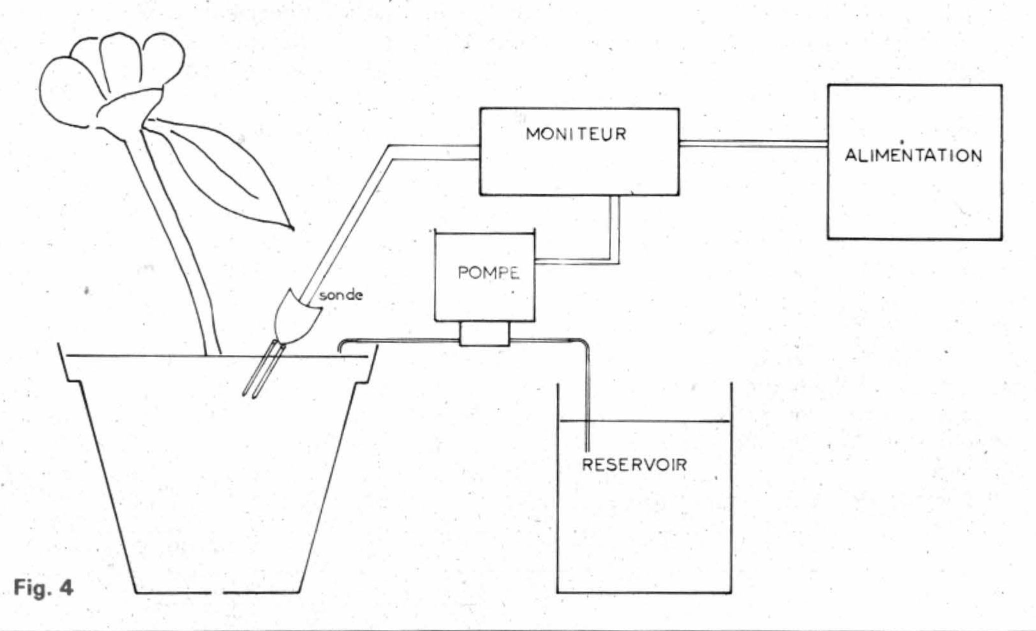


Fig. 4

CI se produit. Dans le cas contraire, vérifiez la tension à la patte 3 ; cette valeur est la moitié de celle de l'alimentation, soit environ 6 V. La patte 2 doit présenter une tension nulle, la sonde « en l'air ». La sonde dans la terre humide doit faire remonter la tension à une valeur supérieure à celle de la patte 3. Cette mesure ne peut pas être prise à l'aide d'un voltmètre universel car sa résistance d'entrée perturberait trop la mesure, mais, en sortie du CI IC_1, elle peut se faire sans problème.

Au point (test), la sonde en l'air, on doit mesurer une tension de 8 V environ. Lorsque la sonde est en terre humide, la tension mesurée est de 600 mV (0,6).

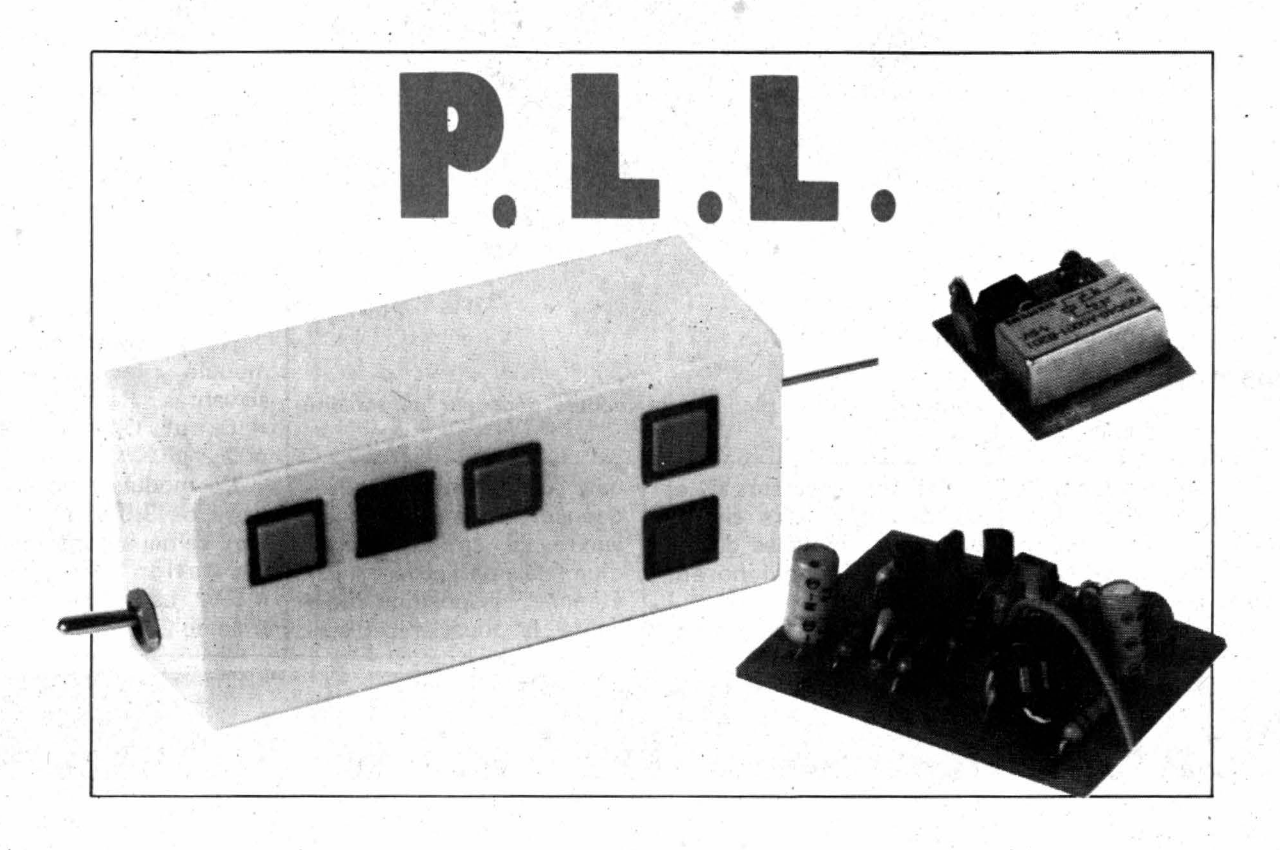
Si le montage fonctionne correctement sans la pompe et semble fou avec, il faut incriminer les parasites provoqués par le moteur ; le condensateur C_x sera à souder directement aux cosses du moteur.

Jef PETER

Valeur des composants

IC_1 : μA 741
IC_2 : SN 74121
Z_1, Z_2 : Zéner 5,1 V
T_1, T_2, T_3 : 2N1711
D_1 : 1N4001
R_1, R_2 : 3,9 kΩ
R_3 : 2,2 kΩ
R_4 : 4,7 kΩ
R_5 : 100 Ω
R_6 : 10 kΩ
R_7 : 3,3 kΩ
P_1 : 470 kΩ
P_2 : 47 kΩ
C_1, C_2 : 1 000 μF 16 V
C_x : 0,1 μF à essayer selon le moteur.
RE : relais Celduc ou tout autre type en 12 V
S : sonde (aiguilles à tricoter, par exemple). Plus « sucre » domino électrique.
M : lave-glace électrique.

REALISEZ un module décodeur de tonalité : P.L.L.



LE décodeur de tonalité est un composant plus utilisé en télécommunication qu'en radiocommande malgré son intérêt indiscutable. Nous avions décrit dans notre numéro 1674 de novembre 1981 un système à décodeur de tonalité adaptable derrière un récepteur superhétérodyne ou même à super-réaction, nous y revenons aujourd'hui plus brièvement. Le décodeur de tonalité se comporte comme un filtre résonnant, suivi d'un détecteur de niveau à trigger de Schmitt. On lui envoie un signal de fréquence donnée, si sa fréquence propre est la même, il répondra en commandant un transistor « de puissance ».

Un seul circuit intégré constitue le décodeur de tonalité. La figure 1 donne le schéma de principe du circuit construit autour d'un XR L567.

Le signal AE arrive par un condensateur ; deux éléments déterminent la fréquence propre : R_1 et C_1 suivant la formule (1) (v. tabl. 1).

C_2 et C_3 jouent sur la sélectivité du circuit et le temps de réponse. Les formules (3) et (4) donnent des indications sur les valeurs à adopter, des écarts sont admissibles pour un emploi en radiocommande.

La largeur de bande est également fonction du niveau d'entrée, le constructeur du circuit intégré fournit dans ses notices les courbes de détermination de cette largeur lorsque le niveau d'entrée est connu.

En radiocommande, vous pourrez espacer les canaux sans trop de risque de recoupement.

Les décodeurs de tonalité PLL du type NE 567 ont, en principe, l'inconvénient de répondre sous l'influence de signaux harmoniques impairs.

En utilisant ces circuits derrière un récepteur, nous n'avons pas constaté de réponse indésirable. Cela peut dépendre du niveau injecté sur l'entrée.

La version proposée utilise un circuit intégré issu des NE 567 de Signetics ; cette version, commercialisée par Exar, se distingue

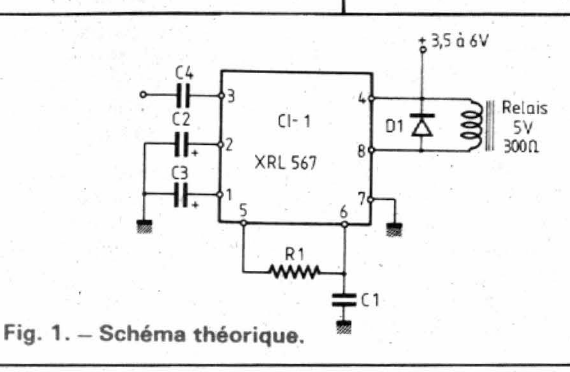


Fig. 1. – Schéma théorique.

du 567 classique par une consommation réduite, adaptée par conséquent à la radiocommande. La puissance consommée réduite d'un coefficient 10 permet une mise en parallèle de plusieurs circuits.

En radiocommande, on utilisera des fréquences allant de 200 Hz à 2 kHz, ce qui donnera pour C_1 une valeur de 0,1 μF à 10 ou 22 nF.

C_3 sera voisin du microfarad et C_2 de la moitié.

Réalisation

Le circuit imprimé de la figure 2 sera réalisé en technique conventionnelle ou en gravure mécanique, plusieurs de ces circuits pourront être accouplés pour constituer un ensemble à plusieurs canaux.

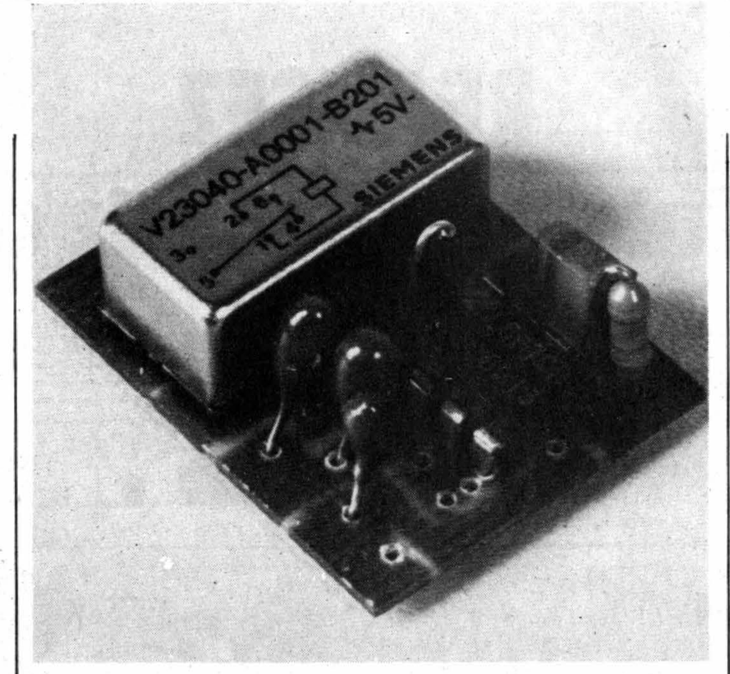


Photo A. – Gros plan sur le module décodeur de tonalité P.L.L.

Les condensateurs C_2 et C_3 devront être assez petits, des modèles goutte au tantale conviendront parfaitement.

C_1 sera au polycarbonate pour la stabilité en fréquence. Nous avons fait suivre ce circuit intégré d'un relais particulier : il est étanche, disposition utile contre la poussière et surtout sa sensibilité (bobine 300 Ω, 5 V) permet de le commander à partir du courant de sortie du XR L 567. On fera attention à polariser correctement les condensateurs au tantale, ils n'aiment pas les inversions. Le relais demande également un branchement correct, il ne fonctionne qu'avec une polarité convenable.

Mesures

Nous avons réalisé un module avec les valeurs suivantes : R_1 = 47 kΩ, C_1 = 0,1 μF, C_2 = 1 μF et C_3 = 2,2 μF.

Ce module fonctionne à partir de 3,5 V d'alimentation, ce qui autorise une alimentation par pile de 4,5 V. La fréquence centrale de 230 Hz s'écarte lé-

Bloc-notes

DEUX GRANDES INNOVATIONS AU PROCHAIN FESTIVAL « SON ET IMAGE » : LE CABLE ET LE RADIOGUIDAGE



Afin d'assurer une bonne diffusion des programmes dans un lieu dont la configuration particulière et la situation topographique ne permettent pas une réception satisfaisante, le Festival sera équipé d'un réseau câblé de distribution audiovisuelle.

(10 000 m de câble seront répartis sur les 55 000 m² d'exposition du CNIT).

Par le câble, il sera possible de capter non seulement les trois chaînes nationales TF1, A2 et FR3, mais aussi le satellite ECS 5, Antiope, un canal de démonstration TDF et les programmes d'animation et d'information produits par le Festival (12 canaux au total).

L'intervention de personnalités concernées, de journalistes et d'utilisateurs, illustrera cette démonstration grandeur nature de ville câblée.

Un système de radio-guidage qui a déjà fait ses preuves dans certains pays d'Europe, sera expérimenté en mars à Paris et dans la région parisienne avec l'accord des Pouvoirs publics.

Le message de radio-guidage doit être sélectif. Pour que l'automobiliste trouve rapidement le poste qui lui fournira l'information routière qui le concerne, quelques émetteurs FM seront munis d'un codeur donnant le 57 kHz (soit la fréquence porteuse de 19 kHz multipliée par 3).

Cette fréquence inaudible pour tout autoradio non muni d'un décodeur, se repère sans recherche dès que le décodeur est branché. De plus, les autres émetteurs ne subissent pas de brouillage.

Durant le Festival international son et image et afin de mieux divulguer les avantages de cette méthode, un certain nombre de voitures de personnalités de l'administration et de l'information seront équipées.

Rappelons que le prochain Festival international « Son et Image » 1984 se tiendra du 11 au 18 mars 1984 au Palais du CNIT à Paris La Défense.

PROTECTION DES CONTACTS DES RELAIS CONTRE LES TRANSITOIRES

Protection des contacts des relais et commutateurs

Chacun sait fort bien que les grains de contact des relais sont soumis à l'effet d'une étincelle d'intensité plus ou moins importante lors de chaque ouverture du circuit (ou parfois même lors de la fermeture). Il est absolument évident qu'à la longue, après de multiples fonctionnements, l'action des étincelles est caractéristique : les contacts sont rongés et le relais est hors d'usage. Ici, nous pensons plus particulièrement aux relais-reed (ou à lames souples) qui sont généralement plus fragiles que les classiques relais de conception antérieure.

On nous demande souvent ce qu'il est technologiquement possible de faire pour supprimer, ou tout au moins pour réduire au maximum, les effets destructeurs de ces étincelles. Disons tout de suite qu'il n'y a pas de remède miracle, qu'il y a divers cas spécifiques à considérer, et qu'en général il convient de tâtonner pour déterminer par expériences successives les valeurs optimales des composants destinés à la suppression des étincelles. Il convient notamment de considérer si l'on a affaire à une charge capacitive, ou inductive, à du courant continu ou du courant alternatif, etc. Nous allons examiner ici les cas les plus fréquents.

La durée de vie des contacts d'un relais peut être considérablement réduite dans le cas d'une charge utilisatrice capacitive, et notamment si, de plus, des phénomènes de résonance peuvent se produire (cas du courant alternatif). Notons qu'une capacitance même relativement faible, de l'ordre de 50 pF, peut être suffisante pour ronger rapidement les contacts d'un relais. Les dommages sont alors causés surtout au moment de la fermeture du circuit où l'on est en présence (avec ce genre de charge) d'une pointe d'intensité excessivement importante.

Deux solutions sont possibles et nous les indiquons sur la figure 1. En série avec le contact du relais à protéger, on peut intercaler soit une résistance R (de faible valeur pour ne pas perturber le fonctionnement de l'utilisation, mais de valeur cependant suffisante pour limiter la pointe d'intensité à la fermeture), soit une inductance L de 20 à 30 μH environ.

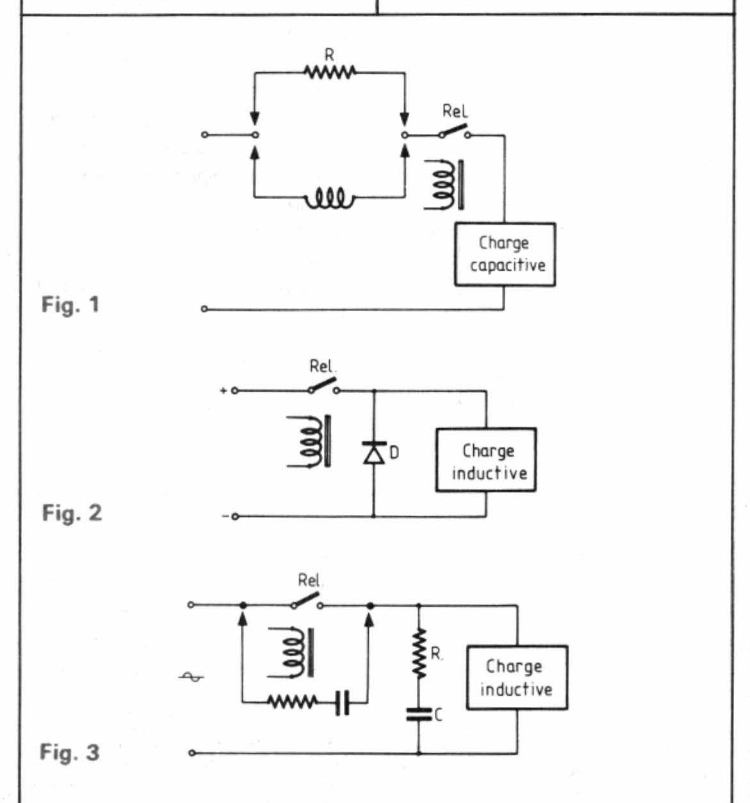


Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Lorsqu'il s'agit d'une charge utilisatrice inductive, les dommages à craindre se manifestent lors de l'ouverture du circuit (extra-courant de rupture ou force contre-électromotrice). Ici, les solutions sont différentes selon qu'il s'agit de courant continu ou de courant alternatif.

Dans le cas du courant continu, la méthode de suppression est simple et efficace : il suffit de connecter une diode D en polarisation inverse en parallèle sur la charge (voir fig. 2). Lorsque le circuit est normalement fermé, la diode ne conduit pas et est sans effet ; au moment de l'ouverture du circuit, l'extra-courant de rupture, dont la polarité est l'inverse de celle du courant d'alimentation, passe alors directement par la diode, qui se comporte comme un court-circuit. Naturellement, il convient de choisir un type de diode qui puisse tenir à la tension d'alimentation (lorsqu'elle est polarisée en inverse) et qui puisse écouler l'intensité de

l'extra-courant de rupture sans être détruite.

Dans le cas du courant alternatif sur une charge inductive, la solution est représentée sur la figure 3.

Un condensateur C et une résistance R montés en série sont connectés en parallèle sur la charge utilisatrice. Disons tout de suite que les résultats obtenus sont exactement les mêmes si l'on monte le groupement RC en parallèle sur les contacts du relais (comme cela est également représenté sur la figure).

Il reste maintenant à déterminer les valeurs de la résistance R et du condensateur C, valeurs qui dépendent de la tension et de l'intensité présentes dans le circuit. Pour cela, nous devons considérer la tension d'alimentation en volts efficaces et l'intensité en ampères efficaces circulant dans le circuit lorsqu'il est fermé, et nous nous reportons au diagramme de la figure 4.

Prenons un exemple. Soit une tension d'alimentation de 250 V eff. et une intensité de 0,8 A eff. Sur la partie droite (I) de l'échelle de gauche, nous repérons l'intensité de 0,8 A. La valeur optimale de la capacité est indiquée directement en face de la partie gauche (C) de cette échelle ; soit, dans notre exemple : 0,065 µF environ.

Ensuite, pour déterminer la valeur de cette résistance R, à l'aide d'une règle, joignons le point 0,8 A au point 250 V de l'échelle courbe centrale, puis prolongeons jusqu'à l'échelle R de droite (en pointillés sur la figure). La valeur indiquée pour la résistance est donc de 30 Ω dans notre exemple.

Il convient de préciser qu'il peut s'agir là d'une valeur minimale pour la résistance requise. En effet, plus la tension de crête de l'extra-courant de rupture est élevée, plus la valeur de cette résistance devra être accrue. Le cas échéant, une détermination de la valeur optimale par expériences successives est donc nécessaire.

Pour terminer, voyons le cas de l'allumage de lampes à incandescence (clignoteur, par exemple). La résistance à froid des filaments des lampes à incandescence n'est seulement que le 1/8 ou le 1/10 de la résistance présentée à chaud en éclairage normal. De ce fait, lors de chaque fermeture du circuit, il s'ensuit une pointe d'intensité très importante traversant les contacts du relais.

Deux solutions sont possibles (fig. 5). On peut intercaler une résistance R en série dans l'alimentation (résistance de faible valeur afin de ne pas trop perturber l'éclairage des lampes, mais de valeur suffisante pour limiter la crête d'intensité à froid). On peut également maintenir les filaments sous une certaine température afin que leur résistance ne soit pas aussi faible qu'à froid (mais sans que pour autant les lampes s'éclairent) en montant une résistance R' de valeur appropriée en parallèle sur les contacts du relais.

Comme autres dispositifs destinés à la protection des contacts et à la suppression des étincelles, n'omettons pas de citer les éléments disques VDR (Voltage Dependent Resistors). Ces éléments présentent, à l'inverse des résistances ordinaires, une caractéristique « tension/intensité » non linéaire ; on peut considérer que l'intensité est proportionnelle à la cinquième puissance de la tension (E^5). La valeur de la résistance diminue donc très rapidement avec la valeur de la tension appliquée.

Ces éléments VDR sont réalisés sous forme de disques au carbure de silicium, laqués et imprégnés, et pourvus de deux fils de cuivre étamé pour la connexion.

Il existe de nombreux modèles pour des courants

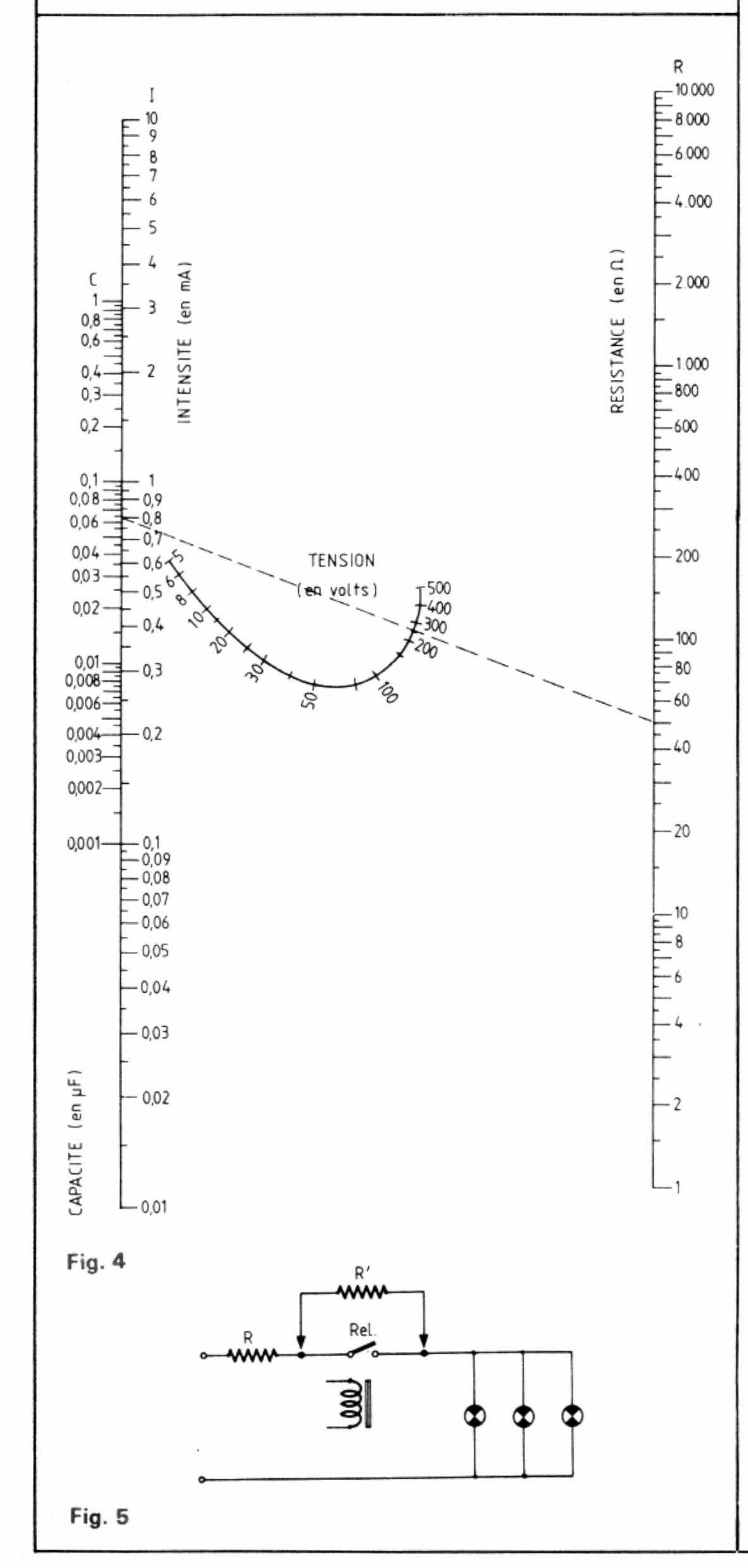


Fig. 4

Fig. 5

de référence de 1 à 100 mA, des puissances de 0,25 à 3 W, et pour une gamme de tensions de 8 à 330 V.

Si l'on se reporte aux figures 1, 2, 3 et 5 précédentes, l'élément VDR de protection se monte carrément et tout simplement en parallèle sur les lamelles de contact du relais. Précisons bien que de telles dispositions peuvent être prises qu'il s'agisse de relais ou de commutateurs.

Signalons en passant que les P.T.T. font une grosse consommation de ces composants pour la protection des contacts des relais téléphoniques (modèles 48 V de R.T.C. : type VAP 2 au carbure de silicium ou type VAP 4 à l'oxyde de zinc). Néanmoins, indiquons que ce dernier type (VAP 4) est plus spécialement destiné à la limitation des surtensions et autres phénomènes transitoires susceptibles de se manifester sur les circuits ou lignes de télécommunication. Ce sont précisément ces phénomènes de surtensions transitoires que nous allons examiner maintenant.

Protection contre les surtensions transitoires

Les circuits électroniques, voire simplement électriques, alimentés en courant alternatif ou en courant continu, sont fréquemment le siège de surtensions transitoires généralement très brèves, mais susceptibles d'atteindre en tension de crête plus de dix fois la valeur nominale de la tension dans le circuit considéré. Ces surtensions peuvent trouver leur source lors de la variation brutale du courant dans un circuit inductif connecté en un endroit quelconque de la ligne d'alimentation ; leur présence dans un circuit est généralement très néfaste et peut provoquer des destructions de semiconducteurs ou circuits intégrés, des charbonnages de contacts, des claquages d'isolants, ainsi que de nombreux phénomènes parasites qui, sans pour autant être destructifs, peuvent perturber gravement le fonctionnement des circuits où ils se manifestent.

Rappelons brièvement les sources les plus courantes de telles surtensions transitoires.

Prenons le cas d'une simple alimentation avec transformateur. La fermeture, et surtout l'ouverture, de l'interrupteur principal du secteur sont génératrices de surtensions dont les crêtes peuvent dépasser dix fois la valeur de la tension du secteur considéré, par variation brutale du courant magnétisant dans le transformateur. De telles surtensions sont d'autant plus élevées que le secondaire du transformateur est moins chargé ; elles sont évidemment maximales lorsque le secondaire est à vide.

Si l'on intercale un interrupteur dans le circuit secondaire du transformateur, les mêmes phénomènes peuvent se produire, mais il faut ici tenir plus particulièrement compte des charges inductives, bobines de filtrage éventuelles, etc.

Les deux coupures de circuits précédemment évoquées peuvent évidemment résulter de la simple fusion d'un fusible ou de l'ouverture d'un disjoncteur ; le phénomène est alors d'autant plus sévère que l'intensité atteint ici une valeur très élevée.

Dans certains montages, il faut tenir compte des phénomènes de « récupération » des semi-conducteurs. Prenons, par exemple, le cas des thyristors puissants capables de supporter des courants moyens importants ; ces composants présentent des temps de récupération pouvant atteindre plusieurs centaines de microsecondes. Durant ce laps de temps, le courant forcé par le circuit extérieur parcourt le thyristor en sens inverse du courant normal. Lorsque les « porteurs » sont recombinés, ce courant inverse s'interrompt brutalement, ce qui nous ramène au processus précédent.

Toute ligne d'alimentation secteur est le siège de surtensions transitoires dues aux « parasites » d'origine extérieure au circuit à alimenter, et qui sont transmises par ladite ligne d'alimentation. Défauts de toutes natures, commutations diverses, charges électrostatiques ou atmosphériques, inductions par coups de foudre peuvent se propager par l'intermédiaire du secteur et provoquer des surtensions dont il est d'autant plus difficile de se protéger que l'on en ignore a priori les caractéristiques exactes.

Examinons maintenant rapidement quelques dispositifs de protection des circuits et des composants contre les surtensions transitoires. Pour mémoire, rappelons tout d'abord un procédé fréquemment rencontré, dont la mise en œuvre ne peut cependant s'envisager que dans des cas ou des circuits particuliers ; sur la figure 6, nous voyons la protection d'un transistor de commutation chargé par la bobine d'un relais, protection assurée par une diode D montée en inverse.

D'une manière plus générale, la protection contre les surtensions transitoires peut être assurée par des systèmes ou des composants dont l'impédance varie en fonction de la surtension (l'impédance diminue lorsque la tension augmente).

Dans ce domaine, on peut notamment citer :

1° Les thyrites au carbure de silicium ; il s'agit là d'un des premiers exemples de varistances appelées VDR ; nous avons vu leur emploi précédemment. Ces composants sont stables, robustes, et acceptent un fonctionnement symétrique ; mais leur loi de variation est telle qu'ils n'assurent une protection efficace que si la tension de crête que peut supporter le circuit à protéger est 5 à 6 fois supérieure à la tension nominale du circuit.

2° Les diodes au sélénium ; ce sont des diodes spécialement conçues pour la protection contre les surtensions. Ces composants sont plus efficaces que les thyrites, mais ils présentent néanmoins quelques inconvénients : modification des caractéristiques par vieillissement ; surcharge limitée en intensité ; échauffement. En outre, ces diodes (comme toutes les diodes) sont unidirectionnelles et doivent donc faire l'objet de montages en inverse-série pour leur utilisation sur courant alternatif.

3° Les éclateurs à gaz ; ces dispositifs court-circuitent l'alimentation dans un « plasma » dès que la surtension transitoire atteint leur valeur d'amorçage.

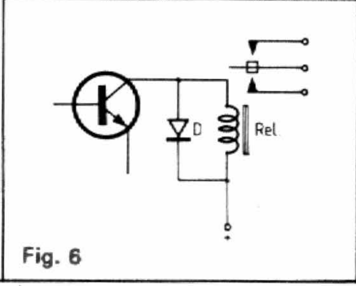


Fig. 6

L'impédance de tels « plasmas » étant habituellement faible, on doit souvent protéger l'éclateur par un système destiné à limiter l'intensité du court-circuit ainsi produit sur l'alimentation principale.

4° Les systèmes à avalanche contrôlée. On sait que ce phénomène est notamment exploité dans les diodes Zener où il permet au semi-conducteur de dissiper une certaine quantité d'énergie au niveau d'une jonction soumise à une surtension. Ce procédé est précis et répétitif ; il s'utilise souvent pour protéger les éléments actifs eux-mêmes qui sont le siège du phénomène. Comme dans le cas des diodes au sélénium, le dispositif de protection doit faire l'objet d'un montage de deux composants en inverse-série pour l'utilisation en courant alternatif. De plus, toute l'énergie est dissipée au niveau de la jonction, donc dans un volume relativement restreint, ce qui limite la tenue aux surcharges.

Un composant moderne pour la protection contre les surtensions transitoires est le varistor à oxyde de zinc SIOV proposé par Siemens. On peut dire qu'il s'agit d'une céramique à base d'oxydes métalliques, regroupant les divers avantages des éléments de protection cités précédemment, sans en présenter les inconvénients.

Le varistor à oxyde métallique (zinc) SIOV de Siemens est une résistance variable en fonction de la tension, qui possède une caractéristique U/I symétrique ; cette caractéristique est représentée en trait plein sur la figure 7, où nous indiquons en pointillés, pour comparaison, la caractéristique d'un varistor conventionnel au carbure de silicium. Sa pente de réponse atteint les valeurs des diodes Zener ; mais sa puissance est bien supérieure.

En fonctionnement normal, la résistance d'un varistor SIOV est supérieure à 1 MΩ, alors qu'elle peut descendre jusqu'à des valeurs inférieures à 1 Ω pendant les surtensions. Son temps de réponse, inférieur à 50 ns, permet d'assurer un moyen de protection efficace contre les transitoires.

Le SIOV permet de limiter les tensions et courants de choc, d'absorber des énergies et de limiter des tensions. Il se présente sous la forme d'un disque (de 5 à 20 mm de diamètre) enrobé de résine epoxy pour les applications courantes (voir fig. 8, sur laquelle nous représentons également à droite le symbole du varistor). Notons qu'il existe également des SIOV présentés sous forme de blocs parallélépipédiques pour les applications où interviennent des surcharges importantes.

Le SIOV remplace efficacement (et bien souvent pour un prix moindre) les éléments de protection contre les surtensions tels que diodes Zener, varistors à carbure de silicium, composants au sélénium, combinaison RC, etc.

Caractéristiques succinctes des disques SIOV

– Niveau de protection de 14 à 1 000 V alternatifs (de 18 à 1 465 V continus).
– Courant de choc : jusqu'à 4 000 A.
– Energie absorbée : jusqu'à 160 W.
– Gamme de température à pleine charge : – 40 °C à + 85 °C.
– Coefficient de température de la tension d'amorçage : inférieur à – 0,5 × 10^{-3} par degré C.
– Temps de réponse : inférieur à 50 ns.

Domaines de protection

Les varistors à oxyde de zinc SIOV sont conçus pour :
– la protection des transistors, thyristors, diodes, circuits intégrés et autres composants sensibles aux surtensions ;
– la protection des contacteurs ou commutateurs contre les échauffements ;
– la protection des transformateurs et composants lors de leur commutation ;
– la protection contre l'influence des éclairs (induction sur les lignes, par exemple) ;
– la protection contre les surtensions transitoires de toutes natures transmises par les conducteurs de liaison et d'alimentation ;
– la protection contre les pointes de surtensions inductives ou capacitives.

Parmi les nombreuses applications possibles, et avant de donner quelques exemples précis, nous pouvons citer :
– systèmes de communication ;
– systèmes d'alimentation ;
– régulation de la circulation, dispositifs de signalisation ;
– installations de surveillance et de télécommande ;
– ordinateurs ;
– soudure électrique ;
– montages en pont ;
– électricité automobile ;
– radio et télévision ;
– horloges électroniques digitales ;
– commande des ascenseurs ;
– antiparasitage ;
– téléphone à touches ;
– appareils médicaux ;
– systèmes d'alarme ;
– appareils électroménagers.

Exemples d'application

1° Commutation d'inductances, relais, etc.

La mise hors circuit d'une inductance peut engendrer des tensions élevées, capables de détruire aussi bien le système de coupure (qu'il s'agisse d'un contact mécanique ou d'un transistor) que l'inductance elle-même. L'énergie emmagasinée dans la bobine est $0,5\ LI^2$. Lors de la coupure, cette énergie charge un condensateur branché en parallèle sur la bobine, ce condensateur ne pouvant être d'ailleurs que la capacité propre de cette bobine.

Sans tenir compte des pertes, et pour $0,5\ LI^2 = 0,5\ CU^2$, la valeur de crête de la surtension est de :

$$U\,max = I\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Prenons un exemple avec
I = 0,15 A,
L = 0,1 H
et C = 250 pF.
Nous avons :

$$U\,max = 0,15\sqrt{\frac{0,1}{250 \times 10^{-12}}} = 3\,000\ V$$

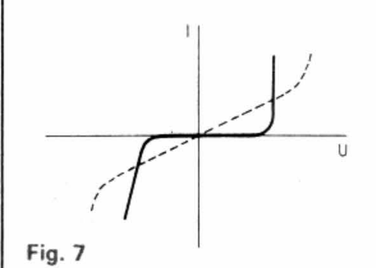
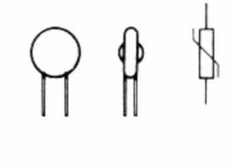


Fig. 7


Fig. 8

Pour limiter cette surtension, un varistor doit être connecté en parallèle sur la bobine ; c'est ce que nous avons représenté sur la figure 9, dans le cas d'un relais.

Si la tension d'alimentation du circuit (+ E) est de 24 V (par exemple), nous pourrons utiliser un varistor du type S 10 K 20. Dans les immatriculations Siemens, le premier chiffre correspond au diamètre du disque, et le second chiffre à la tension alternative sinusoïdale de fonctionnement maximum admissible. Dans l'exemple choisi, cette tension maximum de 20 V efficaces correspond aussi à une tension de fonctionnement maximale de 26 V continus, tension qui se situe donc bien légèrement au-dessus de la tension nominale de fonctionnement (24 V).

On pourra également protéger les contacts de ce relais en branchant un autre varistor en parallèle sur lesdits contacts (voir fig. 9 également), varistor dont le type se détermine selon la tension présente dans le circuit commuté.

2° Protection d'un transformateur

Le cas le plus défavorable est évidemment le fonctionnement à vide ou avec un secondaire très peu chargé. Le varistor pourra être monté sur le primaire, mais de préférence sur le secondaire ; ces deux cas sont représentés sur la figure 10, soit avec le varistor U1 sur le primaire, soit avec le varistor U2 sur le secondaire.

Prenons l'exemple d'un transformateur abaisseur de tension 220 V/110 V (Vs = 110 V). La tension de fonctionnement du varistor U2 devra donc être de 110 V eff. ; en tenant compte d'une augmentation possible de 15 % de la tension du secteur, il faut prévoir au secondaire la possibilité d'une tension de 127 V eff. Un varistor SIOV type S 10 K 130 devra être choisi pour la protection de ce transformateur.

Un cas fréquemment rencontré est celui des horloges électroniques digitales qui comportent un transformateur d'alimentation abaisseur de tension, dont la tension secondaire est généralement de l'ordre de 12 à 14 V eff. Si l'on ne veut pas constater des erreurs dans l'affichage de l'heure dues aux transitoires du secteur, il importe de supprimer ces surtensions transitoires en montant un varistor SIOV en parallèle sur le secondaire du transformateur, afin qu'elles ne puissent atteindre la micro-électronique et les circuits intégrés de l'horloge. Dans le cas présent, c'est un varistor SIOV du type S 10 K 14 qui pourra être retenu pour le composant U2.

3° Protection contre les surtensions

Il s'agit ici des surtensions transmises par les lignes du réseau d'alimentation secteur (influence des éclairs par induction, en particulier ; transitoires provoquées par la coupure de l'alimentation d'un quelconque appareil voisin à charge inductive : moteur, transformateur, etc.). Cette protection est illustrée sur la figure 11 dans le cas d'un secteur d'une tension nominale de 220 V. Le fusible est déterminé en fonction de l'intensité consommée par l'appareil à alimenter (utilisation). Le varistor le plus approprié doit être choisi avec une tension alternative de fonctionnement maximale admissible de 250 V eff (tension nominale du secteur + 10 % d'augmentation possible). Le varistor SIOV type B 32 K 250 (modèle « bloc » pouvant absorber un courant de choc jusqu'à 25 000 A) remplit les diverses conditions requises pour ce genre de protection.

Mais on peut aussi employer le type S 20 K 230, un tel composant étant connecté en parallèle sur l'entrée « secteur » de chaque appareil à préserver (radiorécepteur de trafic, transceiver, téléviseur, ordinateur, etc.). Dans le cas d'un téléphone à clavier, utiliser un varistor SIOV convenant à la tension continue de la ligne (48 V), par exemple le type S 14 K 35 ou 40.

Toujours dans le domaine de la protection contre les transitoires, indiquons aussi la possibilité d'emploi des diodes dites TAZ ou encore TRANSIL, et qui s'utilisent exactement de la même façon que les varistors SIOV.

Un point sur lequel nous tenons à insister est que tous ces dispositifs sont des limiteurs (des écrêteurs) parfaits de surtensions transitoires ; mais ils ne doivent en aucun cas être considérés comme des régulateurs ou stabilisateurs de tension !

4° Combinaison éclateur + varistor

Les varistors SIOV peuvent être associés à des éclateurs à gaz rare (Siemens également), le plus souvent en parallèle. On bénéficie alors à la fois de la rapidité de réponse du varistor et du fort pouvoir d'écoulement de l'éclateur. Ces associations permettent d'obtenir des résultats surprenants dans le domaine de la protection contre les surtensions.

Indiquons qu'il est toujours préférable de placer le varistor de protection aussi près que possible du composant, ou du circuit, ou de l'appareil à protéger, pour éviter l'effet perturbateur des inductances réparties des connexions aboutissant au varistor et qui pourraient altérer l'efficacité de la protection.

Nous avons rédigé cet article à partir d'extraits d'une documentation Siemens ; mais nous devons indiquer que de tels composants existent également chez d'autres fabricants tels que General Electric, Thomson, R.T.C. (La Radiotechnique), etc.

Le varistor à oxyde de zinc se présente donc comme un élément de protection exploitant un principe connu et sûr (celui des varistances), mais avec des caractéristiques nouvelles qui en rendent l'utilisation particulièrement simple et efficace.

Roger A. RAFFIN

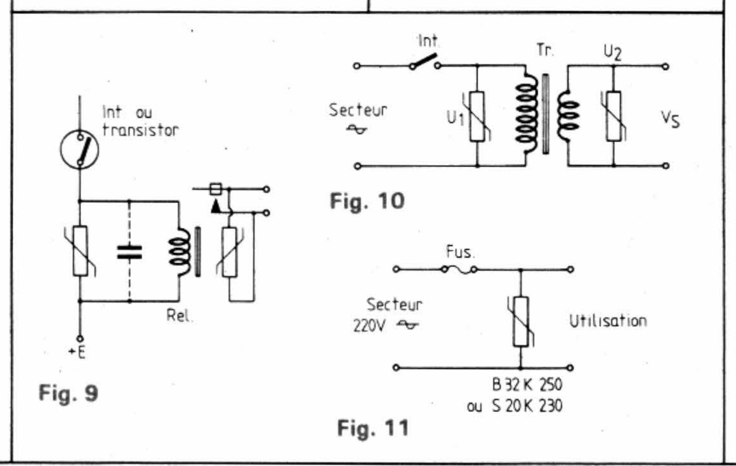
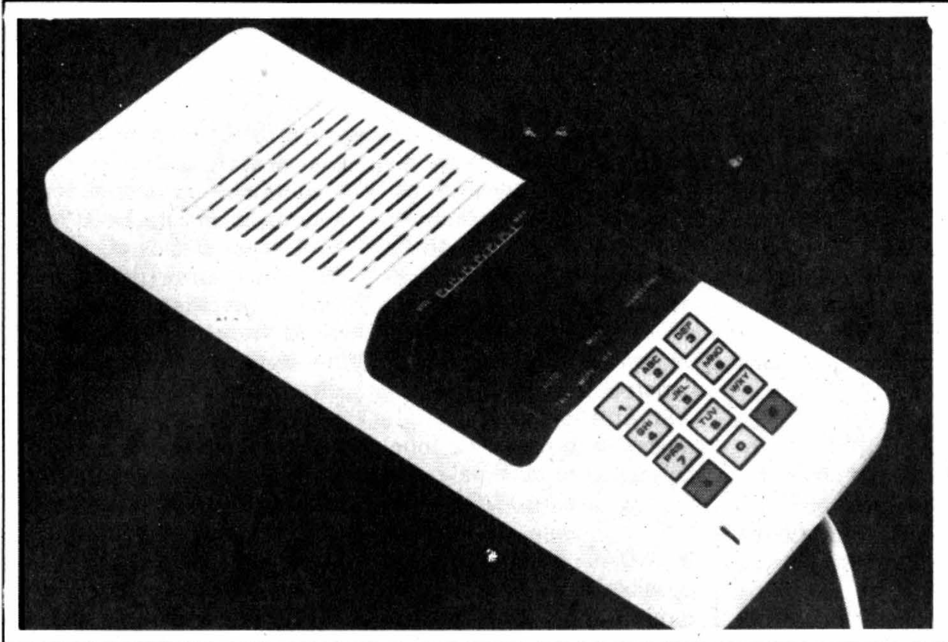


Fig. 9

Fig. 10

Fig. 11



LE TELEPHONE TML 01

Importé en France par la Société DAM'S, ce téléphone à clavier numérique permet de travailler en « mains libres », c'est-à-dire sans qu'il soit besoin de tenir l'appareil ; il peut aussi décrocher automatiquement au moment de l'appel. Il nous a beaucoup plu, tant par son esthétique que par ses possibilités.

Boîtier plat, de forme allongée, le TML-01 ressemble à un talkie-walkie, sans antenne, puisque c'est par fil qu'on le relie au réseau. Le haut-parleur est protégé par une grille de plastique de couleur crème, au centre sont rassemblées les commandes et, plus bas, se trouve un clavier alphanumérique extra-plat sous lequel se cache le microphone.

Cet appareil n'est pas homologué mais est livré avec un cordon terminé par une prise aux normes PTT. Le fait qu'un appareil ne soit pas homologué n'implique pas qu'il va obligatoirement occasionner des dérangements dans le réseau. Nous avons effectué quelques mesures sur la consommation de celui-ci et avons constaté que dans tous les cas possibles d'utilisation, il consommait moins que le célèbre modèle S63.

Voyons maintenant ce que ce type d'appareil apporte de nouveau au consommateur :

Son clavier à membrane comporte à la fois les chiffres et les lettres, il est donc parfaitement adapté aux anciennes appellations parisiennes.

Les deux touches encadrant le zéro servent, l'une, à annuler un numéro en cours de composition et à récupérer la ligne sans qu'il soit nécessaire de raccrocher, l'autre, à mettre en mémoire le dernier numéro composé et à le renvoyer en ligne sans qu'il soit besoin de le recomposer.

Nous reprocherons au clavier de ne provoquer aucune sensation tactile, d'où la nécessité de faire très attention en numérotant, un indicateur sonore aurait été le bienvenu, d'autant que l'on dispose ici d'un transducteur piézo-électrique utilisé pour la sonnerie.

On peut se servir du TML-01 de diverses façons :

– En mode combiné normal, on met le potentiomètre de volume à zéro et l'ensemble se comporte comme n'importe quel autre téléphone.

– En mode mains libres : le potentiomètre permet de régler le volume sonore, le micro reçoit le son de votre voix et coupe le haut-parleur interne. Ce mode d'exploitation ne permet pas de travailler de façon très confortable puisque le fait de parler coupe la réception de la voix de votre correspondant, il faut donc attendre que ce dernier ait terminé.

– Une touche « silence » (muting) coupe votre micro, tout en vous permettant d'entendre votre correspondant. Vous l'utiliserez lorsque vous aurez quelque chose à demander à votre entourage, sans que votre correspondant entende.

– En mode automatique, le téléphone décroche automatiquement. Vous aurez là une véritable utilisation « mains libres ».

La puissance de sortie acoustique de ce téléphone est assez importante ; nous pensions que la ligne ne suffirait pas à l'alimenter. Nous avons, à pleine puissance, mesuré une consommation de 45 mA, alors que le modèle « S 63 », une fois décroché, consomme 60 mA.

En position « attente », la consommation est nulle. Un support permet de fixer l'appareil au mur, d'où l'on pourra facilement le décrocher pour téléphoner à moins que l'on choisisse la configuration automatique.

A ce sujet, précisons que la notice anglaise baptise cet appareil « kitchen phone » (téléphone de cuisine).

A propos de cuisine, nous conseillerons aux familiers de l'anglais de se pencher sur la curieuse traduction française, où les trous de fixation deviennent des « orifices nécessaires à l'utilisation sur mémoire », la prise téléphone « phone line », une prise pour magnétophone, etc.

Cet appareil nous vient d'Extrême-Orient, probablement de Taiwan. Nous avons retrouvé ici le type de fabrication en grande série, habituel à ces pays.

Conclusions

Ce type d'appareil pourra rendre de grands services car on n'a pas toujours les mains libres au moment où le téléphone sonne. Il faudra, toutefois, éviter de l'utiliser en permanence en mode automatique.

Le retour de votre voix n'étant pas assuré, un court apprentissage vous sera nécessaire pour bien l'utiliser. Mentionnons, enfin, une version sans clavier qui pourra servir comme poste secondaire.

Pratique de la Mesure

LE CONTROLEUR UNIVERSEL :

MESURE DES RESISTANCES

Les articles des mois précédents nous ont montré que le contrôleur universel permettait la mesure des intensités continues, ce qui est bien normal, puisque l'appareil est construit autour d'un galvanomètre sensible justement à ces intensités. Puis l'ajout de quelques résistances le transformait en voltmètre continu. Par ailleurs, en incorporant un dispositif redresseur, il fut possible de mesurer également les mêmes grandeurs en courant alternatif sinusoïdal.

Mais ce n'est pas tout, et le moindre des contrôleurs universels ajoute à cela une fonction importante : c'est la mesure des résistances. Voyons tout d'abord le principe de cette mesure. Voir figure 1. Bien sûr, vous savez que la résistance d'un conducteur est l'opposition qu'il présente au passage du courant électrique. Un très bon conducteur a une résistance très faible. Au contraire, un très mauvais conducteur a une très grande résistance. Les isolants ont une résistance pratiquement infinie. L'unité de résistance est l'ohm, de symbole Ω, les multiples étant le kilo-ohm (kΩ) et le mégohm (MΩ). Les sous-multiples sont le milliohm (mΩ) et le microohm ou microhm (μΩ), toutes ces unités suivant tout simplement le système décimal. L'appareil qui mesure les résistances est appelé ohmmètre, et cela nous ramène à la figure 1, qui nous montre que cet appareil est bien simple ! En effet, il suffit de réunir un galvanomètre sensible G, une résistance R, un générateur de courant continu de fem E, le tout en série... et le tour est joué ! La résistance à mesurer, R_x, est connectée entre les bornes A et B et referme le circuit.

Les éléments du montage sont calculés pour que, A et B étant courtcircuités, ce qui correspond à une résistance mesurée nulle, le galvanomètre dévie exactement en fin d'échelle. Conséquence immédiate, le zéro de la graduation d'un ohmmètre est en fin d'échelle, contrairement à celui de toutes les autres fonctions. On peut remarquer que, dans ces conditions, le galvanomètre G et la résistance R (dans la valeur de laquelle nous comptons la résistance interne de G) forment un voltmètre qui mesure la fem E. C'est un voltmètre de calibre E. On doit donc avoir $R = E/I_m$, I_m étant l'intensité de fin d'échelle de G.

On devine tout de suite que, puisque R dépend de E, laquelle dépend de l'état de la pile, un ajustage de R (dans une première approche) est nécessaire. Cet ajustage, indiqué sur la figure est appelé tarage. Il permet d'amener l'aiguille du galvanomètre exactement en fin d'échelle, A et B étant courts-circuités. Ce tarage est indispensable avant toute mesure. Branchons maintenant une résistance à mesurer non nulle entre A et B. L'intensité dans le circuit diminue, puisque la résistance globale s'accroît de R_x. La nouvelle intensité I, inférieure à I_m est donnée par la formule :

$$I = \frac{E}{R + R_x}$$

(La résistance interne du générateur est négligée, pour simplifier le problème. Elle est en effet faible à côté de R.)

Cette formule nous montre que I est une fonction de R_x, mais la fonction en question n'est pas une fonction linéaire ou affine, c'est une fonction hyperbolique (ou homographique) de forme générale

$$y = \frac{ax + b}{a'x + b'}$$

ou plus simplement, dans notre cas

$$y = \frac{b}{a'x + b'}$$

Une telle fonction se représente graphiquement, non par une droite, ce qui nous conduirait à une graduation linéaire, mais par une branche incomplète d'hyperbole équilatère.

Essayons d'obtenir cette représentation, dans le cas

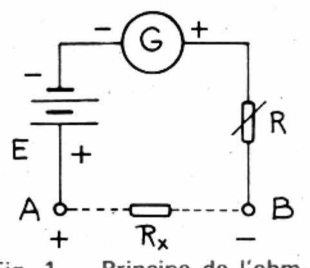


Fig. 1. – Principe de l'ohmmètre.

général. Nous pouvons y parvenir en exprimant R_x en fonction de R, en posant

$R_x = \alpha R$

Dans ces conditions on a :

$$I = \frac{E}{R + R_x} = \frac{E}{R + \alpha R}$$
$$= \frac{E}{(1 + \alpha)R} = \frac{1}{1 + \alpha} \times \frac{E}{R}$$

Mais, comme $E/R = I_m$ (voir plus haut), on obtient

$$I = \frac{1}{1 + \alpha} \times I_m$$

Cet artifice de calcul nous permet de faire une représentation graphique dans le cas général, sans choisir les valeurs précises des paramètres R et E.

C'est ce que nous avons fait dans la figure 2, en adoptant des graduations linéaires sur les deux axes.

Nous voyons que R_x est exprimée en fonction de R et que l'intensité résultante I est exprimée en fonction de l'intensité I_m. Nous ne donnerons qu'un exemple de calcul :

Soit $R_x = 2\,R$,

$$I = \frac{1}{1 + 2} I_m$$
$$= \frac{1}{3} I_m \simeq 0{,}333\ I_m$$

Notons tout de même la valeur remarquable de $R_x = R$ donnant $I = 0{,}5\ I_m$.

Ce qui nous amène à la constatation importante que, lorsque R_x vaut R, la déviation du galvanomètre est exactement moitié de la déviation de fin d'échelle I_m. Cette valeur de R_x est la valeur critique de l'échelle de l'ohmmètre.

La représentation graphique de la figure 2 se fait ainsi point par point et l'on peut constater que l'on obtient bien un morceau de branche d'hyperbole. Evidemment, les graduations qui en résultent sur l'échelle de l'ohmmètre ne sont pas linéaires. Les lectures sont très bonnes en fin d'échelle, jusqu'à la demi-déviation, car les écarts sont grands, mais ils se resserrent de plus en plus, pour être inutilisables en début de déviation (au-delà de 5 à 10 R).

Pour mieux discerner l'allure du phénomène, nous avons tracé une seconde représentation graphique de la même fonction, mais en adoptant une graduation logarithmique pour l'axe des abscisses. En effet, nous ne pouvions couvrir qu'une très faible variation de R_x dans le mode de la figure 2. Dans la figure 3, nous avons une graduation logarithmique sur cet axe. Nous pouvons ainsi couvrir sans difficulté de 0,001 R à 1 000 R (de log 0,001 = – 3 à log 1 000 = + 3).

Bien entendu, le graphique prend une forme tout à fait différente, mais qui nous permet de bien voir l'importance du point critique $R_x = R$, puisque ce point correspond à un centre de symétrie de la courbe obtenue. Le mode

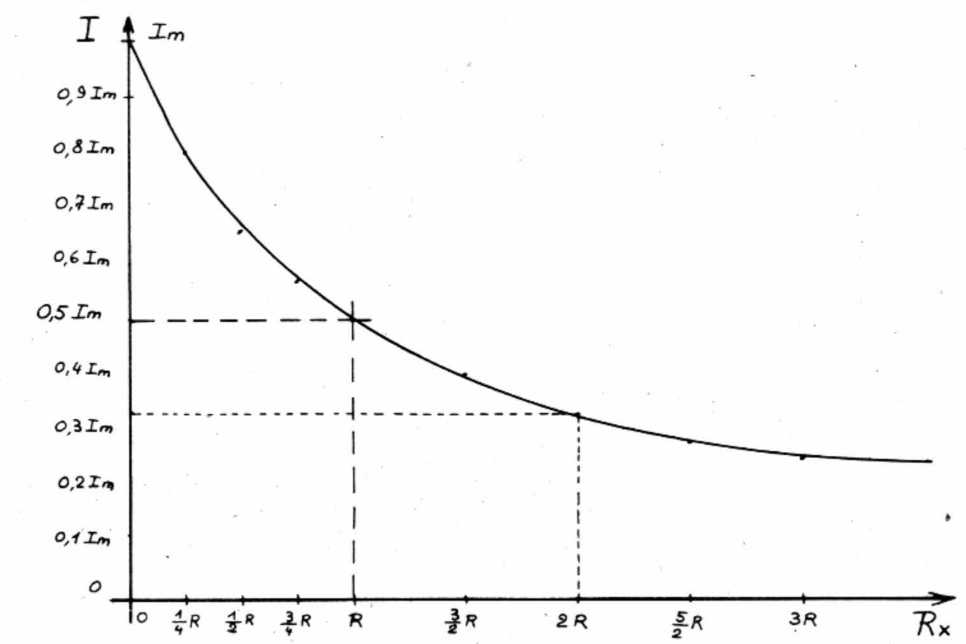


Fig. 2. – Intensité en fonction de R_X (abscisses linéaires).

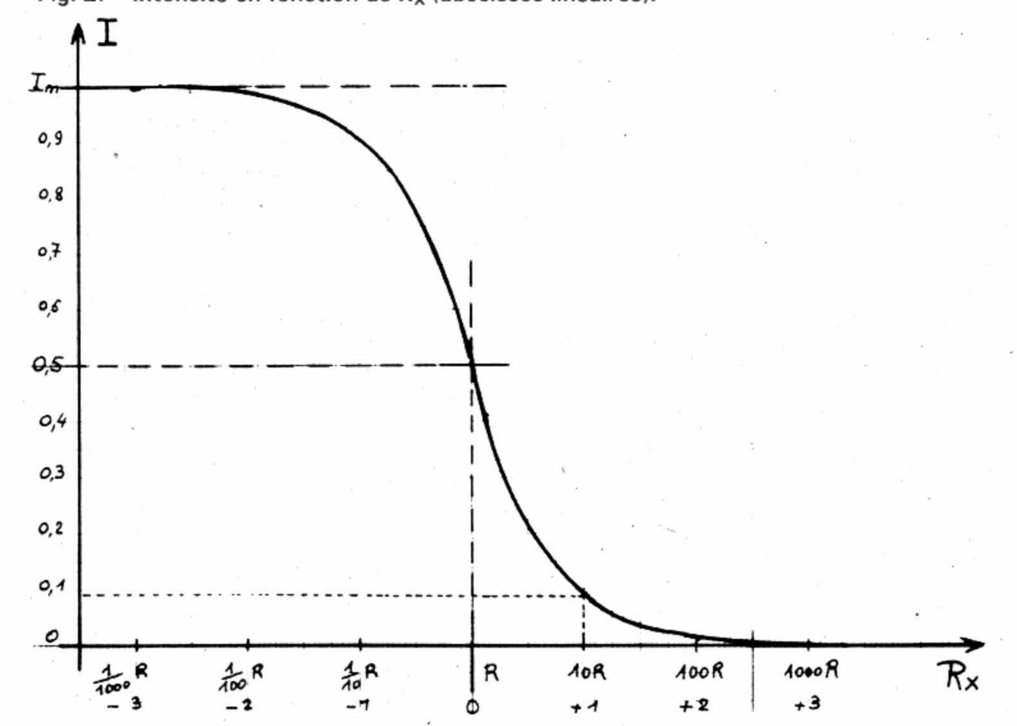


Fig. 3. – Même représentation, mais avec abscisses logarithmiques.

de tracé est rigoureusement identique au précédent. Exemple :
si $R_x + 10$ R, alors

$$I = \frac{1}{1 + 10} I_m$$

$$= \frac{1}{11} I_m = 0{,}09\ I_m$$

La conception du schéma de l'ohmmètre de la figure 1 souffre d'un très gros défaut. En effet, le point milieu de la graduation (donc toute la graduation) dépend de R, valeur critique de R_x, nous venons de le voir. Mais nous avons supposé que R était ajustable pour le tarage, ce qui est parfaitement catastrophique puisque, à chaque position de tarage (pour avoir $I = I_m$ lorsque $R_x = 0$), on a une valeur différente du point milieu. Il apparaît donc indispensable de modifier le schéma pour avoir R fixe. Ce n'est pas difficile puisque, en définitive, le problème est de modifier la sensibilité du voltmètre réalisé avec R et G. Puisqu'il est impossible de modifier R, alors modifions la sensibilité de G, et cela s'obtient facilement par la mise en place d'un shunt réglable, en parallèle sur G. C'est ce que nous montre la figure 4. A noter que ce shunt modifie également la résistance équivalente de G, mais, celle-ci étant très faible à côté de R, la résistance interne du voltmètre peut être considérée comme constante, comme nous le voulions. Cette fois, le point milieu de la graduation correspond encore à R, mais, R restant constant, la graduation entière reste exacte, pour toute valeur du tarage permettant d'amener l'aiguille en fin d'échelle avec $r_x = 0$. Evidemment, quand cela n'est plus possible, la pile de fem E étant épuisée, les lectures sont fausses.

La figure 4, avec les éléments dont nous venons de parler, constitue le calibre de base de l'ohmmètre. Cela n'est pas suffisant, car l'échelon des valeurs de résistances à mesurer est très grand. Il faut donc d'autres calibres.

– Pour mesurer des résistances plus faibles, c'est simple. Il suffit de réduire R, c'est-à-dire la résistance interne du voltmètre. On obtient ce résultat en plaçant une résistance additionnelle R' en parallèle sur le voltmètre (voir fig. 4). Ainsi, si nous voulons mesurer des résistances 10 fois plus faibles, il faut rendre R 10 fois plus faible, ce qui sera obtenu en connectant R' = 1/9 R. Et ainsi de suite...

Pour mesurer des résistances plus élevées, c'est plus difficile, car il faut augmenter R, mais alors on n'arrive plus à faire le tarage en fin d'échelle, le courant de court-circuit étant trop faible. Comme il est impossible cette fois de modifier G pour en augmenter la sensibilité, il faut bien se résoudre à augmenter E. Par exemple, si E = 3 V, en calibre de base, il faut E = 30 V pour mesurer des résistances 10 fois plus élevées. 3 V sont faciles à obtenir avec des piles, ce n'est pas le cas des 30 V ! Il faut donc avoir recours... au secteur ! On va donc redresser la tension alternative de ce dernier et utiliser la tension résultante pour alimenter un ou deux calibres supplémentaires. On parviendra de cette manière à mesurer des résistances de plusieurs dizaines de mégohms.

Quelques remarques encore :

Le débit de la pile de l'ohmmètre est de plus en plus grand au fur et à mesure où l'on descend les calibres. Ainsi le Centrad type 819, dans le calibre le plus bas (Ω × 1) de point milieu 50 Ω, consomme environ 65 mA en fin d'échelle. La consommation est 10 fois plus faible de calibre en calibre. Elle est ainsi de 6,5 mA en calibre « Ω × 10 ».

Polarité de l'ohmmètre

L'ohmmètre que nous venons d'étudier est inclus dans le contrôleur complet. Il utilise le même galvanomètre que voltmètre et ampèremètre. Ainsi, la figure 5 nous montre la transformation du voltmètre en ohmmètre, simplement par la mise en circuit du générateur de courant E. Il faut alors remarquer qu'en voltmètre la borne commune à tous les calibres est la borne négative. C'est à cette borne que seront connectés les négatifs des tensions mesurées. Par contre, par la force des choses, cette borne se trouve être le pôle positif du générateur interne de l'ohmmètre. Vue de l'extérieur, cette borne est donc positive. Cette remarque peut sembler sans intérêt, puisque les résistances à mesurer ne sont pas polarisées. Ce serait exact si toutes les résistances étaient des « résistances passives » c'est-à-dire des conducteurs ordinaires. Or, il arrive que l'on mesure des résistances de jonctions de semi-conducteurs et, dans ce cas, la connaissance de la polarité des fils de l'ohmmètre est primordiale. On se souviendra donc que dans ce cas, le commun est positif, contrairement à ce qui se passe dans les autres fonctions continues.

Utilisation pratique de l'ohmmètre

a) MESURE DES RESISTANCES

C'est évidemment la vocation même de l'ohmmètre et il s'agit d'une mesure sans difficulté particulière. Les seules précautions à prendre sont :

– **Un tarage correct** de l'appareil. Se rappeler que le tarage doit être fait pour chaque calibre utilisé, car il diffère généralement d'une gamme à l'autre, surtout si la pile commence à vieillir.

– Déconnecter la résis-

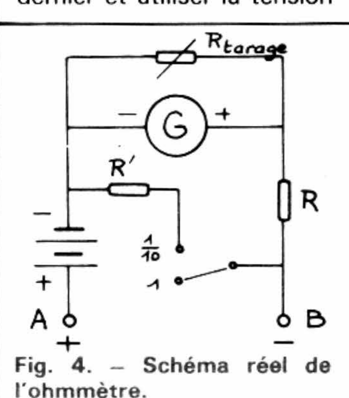


Fig. 4. – Schéma réel de l'ohmmètre.

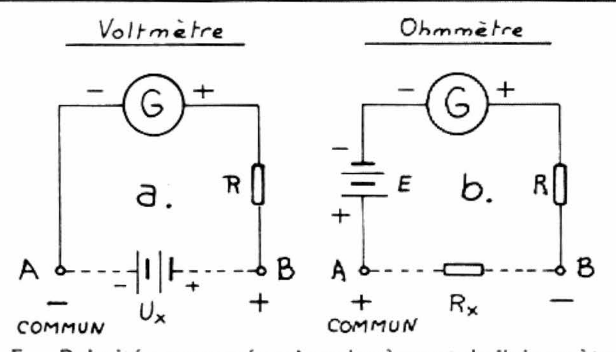


Fig. 5. – Polarités comparées du voltmètre et de l'ohmmètre.

tance sous mesure du circuit dans lequel elle se trouve. Pour le moins, déconnecter l'un des deux pôles de la résistance. En effet, dans un circuit électronique à semi-conducteurs (les appareils à tubes sont plutôt rares), toute résistance est shuntée par un réseau complexe d'autres résistances et de résistances de jonctions des semi-conducteurs tel que la mesure dans ces conditions est toujours fausse (trop faible évidemment !). D'ailleurs, on peut le constater en inversant les fils de l'ohmmètre, les deux sens de mesure donnant des résultats différents, le plus fort étant le meilleur, mais pas forcément la valeur exacte ! Bien sûr, ce n'est pas agréable de devoir dessouder un composant, mais c'est souvent nécessaire, à moins que les semi-conducteurs ne soient montés sur supports, ce qui permet de les éliminer facilement. Si l'étude du schéma montre alors qu'aucune autre résistance passive ne vient en shunt direct ou indirect sur la résistance mesurée, on peut faire la mesure sans intervenir avec le fer à souder ! Ces conditions étant remplies, choisir le calibre donnant une déviation égale au moins à un tiers de l'échelle pour une lecture précise. Ne pas oublier la vérification du tarage, juste avant la mesure.

– Evidemment, éviter de faire une mesure de résistance dans un appareil sous tension ! Cette remarque peut sembler ridicule en théorie, mais elle l'est beaucoup moins en pratique ! Dans le feu de l'action, on fait parfois des manœuvres de ce genre ! Les contrôleurs universels comportent souvent un fusible rapide dans le commun de l'ohmmètre pour éviter la destruction de l'appareil, cet incident étant beaucoup plus fréquent qu'on ne pourrait l'imaginer !

– Dans le même ordre d'idée, ne jamais laisser le contrôleur en fonction ohmmètre. Cela peut avoir deux conséquences, d'importances différentes :

- Si les fils viennent à se toucher accidentellement, l'appareil dévie en fin d'échelle, ce qui n'est pas grave en soi... sauf si cet état dure quelques heures, auquel cas vous retrouverez probablement votre appareil, pile complètement vidée et à changer !
- Si vous reprenez votre contrôleur le lendemain, jour funeste de distraction, vous pouvez fort bien, sans hésiter un seul instant, vous en servir pour mesurer une tension, oubliant complètement qu'il est toujours ohmmètre ! Espérons alors que le fusible sautera avant le galvanomètre ! Heureusement, d'ailleurs, que les contrôleurs possèdent des protections diverses contre les maladresses de ce genre. Ainsi, outre le fusible, existent souvent des diodes en parallèle sur le cadre mobile et qui commencent à conduire lorsque la tension apparaissant aux bornes de ce cadre est supérieure au maximum admis. Le courant excessif est ainsi dérivé par les diodes et la catastrophe évitée ! Expérience à ne pas tenter trop souvent tout de même !

b) FONCTION « SONNETTE »

Cette fonction modeste, mais ô combien utile, permet de dépister les liaisons coupées ou, au contraire, celles qui sont en court-circuit intempestif ! La gamme à choisir est celle des plus faibles résistances. Bien que cela puisse paraître superflu, faire tout de même un tarage précis qui permettra éventuellement de trouver des liaisons douteuses à la conduction médiocre. Une liaison coupée donne une déviation nulle (résistance infinie) et un court-circuit donne une déviation maximale (résistance nulle). Un mauvais contact donnera une déviation aléatoire.

Vous pourrez vérifier ainsi les fils et câbles entre modules d'un montage électronique, les pistes des circuits imprimés qui présentent parfois des résidus de cuivre très fins faisant des courts-circuits ou, au contraire, des microcoupures invisibles, même à la loupe. On ne devrait faire confiance à aucune plaquette imprimée, avant montage, cela permettrait d'éliminer des pannes diaboliques qui font chercher des heures ! On ne le fait pas souvent et c'est une erreur !

L'ohmmètre est également utilisé pour vérifier la continuité des enroulements des divers bobinages agrémentant nos réalisations. S'il s'agit de bobinages BF ou d'alimentation, les résistances normales sont moyennes ou faibles, jamais nulles. S'il s'agit de bobinages HF, les résistances sont faibles, voire quasi nulles s'il s'agit de montages à fréquence élevée. On trouve en effet des enroulements ne comportant que quelques spires de fil à fort diamètre.

Dans les deux cas, on vérifiera d'une part la continuité d'un fil, d'une piste ou d'un enroulement, mais aussi l'absence de court-circuit entre fils voisins, pistes voisines ou enroulements consécutifs.

Vérifier enfin l'absence de contact entre les enroulements eux-mêmes et les parties métalliques du bâti ou du support.

c) VERIFICATION DES ISOLEMENTS

Les tests précédents ont été faits en utilisant la gamme basse de l'ohmmètre. Par contre, ce même appareil peut comporter une gamme pour résistances très élevées et peut alors apprécier, sinon mesurer, une centaine de mégohms ! Une telle gamme est utile pour la vérification des isolements.

Ainsi, dans le cas de la vérification d'un circuit imprimé, la détection d'une absence de court-circuit faite en gamme basse ne suffit pas, car si le circuit est défectueux ou sale, des fuites, indécelables dans le premier cas, pourront être trouvées en utilisant la gamme haute. Elles le seront d'ailleurs d'autant mieux que l'ohmmètre utilise alors un générateur à tension élevée et que la fuite est une résistance non linéaire. Cette résistance est d'autant plus faible que la tension appliquée est plus forte.

Attention : éviter de faire des essais d'isolement sur des circuits comportant des semi-conducteurs, transistors bipolaires, effet de champ, circuits intégrés, car la tension élevée de l'ohmmètre peut provoquer des claquages irréversibles.

d) VERIFICATION DES JONCTIONS

L'ohmmètre permet un test facile des diodes et transistors courants. En effet, la pile de l'ohmmètre a une FEM suffisante pour dépasser les tensions de seuil (0,6 V dans le cas du silicium et 0,1 V dans celui du germanium) ; les jonctions des semi-conducteurs seront donc passantes dans un sens et bloquées dans l'autre. C'est pour cette application qu'il faut bien se rappeler la polarité

de l'ohmmètre. Se reporter au paragraphe concerné.

Si l'anode d'une diode (voir fig. 6) est reliée au commun de l'ohmmètre (+), on doit lire une résistance de quelques dizaines d'ohms (20 Ω environ) en gamme basse. Au contraire, on trouve une résistance infinie dans l'autre sens. A noter que la valeur trouvée dans le sens passant est sans signification particulière, car, en changeant de calibre, on obtient un résultat différent. Ainsi, telle diode qui mesure 20 Ω en calibre 1, mesure 150 Ω en calibre 10 et 500 Ω en calibre 100. Ce comportement est d'ailleurs normal puisque la conduction de la diode n'est pas linéaire, comme nous l'avons vu lors de l'étude du redressement du courant alternatif. La seule conclusion à tirer est donc que le courant passe bien dans un sens et pas dans l'autre. Autant dire que le test des diodes avec un multimètre numérique relève plus du folklore que de la mesure.

Bien entendu, l'essai double précédent, s'il préjuge de la qualité de la diode, ne peut pas l'attester. Une diode qui se révèle bonne à l'ohmmètre peut être une « passoire » lorsqu'elle est soumise à une tension inverse nettement plus élevée. C'est le cas des diodes d'une alimentation par exemple. Par contre, si le test ohmmètre est mauvais, inutile d'insister !

e) CAS DES TRANSISTORS

Le transistor, ohmiquement parlant, peut être considéré comme deux diodes en série, montées en opposition. Ce seront deux diodes à cathode commune, dans le cas du transistor PNP, et deux diodes à anode commune, dans le cas du NPN. Dans les deux cas, les cathodes ou anodes communes correspondent à la base du transistor. Le test d'un transistor à l'ohmmètre est donc parfaitement possible :

PNP. – Ohmmètre en gamme la plus basse, commun (+) sur la base, toucher successivement le collecteur, puis l'émetteur, avec le non-commun. Rien ne doit passer dans les deux cas, les diodes étant dans le sens du blocage.

– Non-commun (–) sur la base. Toucher le collecteur, puis l'émetteur et constater dans les deux cas le passage du courant.

– Commun sur le collecteur, toucher l'émetteur avec le non-commun : pas de passage. Inverser. Pas de passage non plus.

Dans ces conditions, le transistor est présumé bon pour le service. En pratique, ces essais sont valables dans 95 % des cas.

NPN. – Mêmes essais en inversant les polarités de l'ohmmètre. Le passage des jonctions doit donc s'obtenir en reliant le commun à la base et en touchant les deux autres électrodes. Pas de passage dans tous les autres cas.

Un transistor défectueux montre souvent une jonction claquée (pas de passage) ou en court-circuit (passage dans les deux sens), parfois deux jonctions défectueuses. Les transistors au germanium peuvent présenter une légère fuite collecteur-émetteur sans que cela soit un signe de défaut. Cette fuite est d'ailleurs plus forte lorsque l'ohmmètre polarise ces deux électrodes à l'envers.

La méthode de vérification que nous venons d'exposer permet aussi de trouver le brochage d'un transistor inconnu. Voici comment il faut s'y prendre : on reliera le commun à l'une quelconque des trois électrodes. Toucher successivement les deux autres avec le non-commun. Si le passage se fait dans les deux cas, vous avez trouvé **la base** en un essai et vous savez que ce transistor, supposé bon, est du type NPN (puisque le transistor conduit lorsque sa base est reliée au pôle positif de l'ohmmètre).

Bien sûr, comme au Loto, on ne gagne pas souvent en un essai ! Heureusement, ici, il n'y a pas 14 millions de configurations mais... 6 seulement ! En effet, chacune des trois électrodes peut être reliée à l'un des deux fils de l'ohmmètre et 3 fois 2 font 6 ! Donc, au bout de 6 essais au maximum, vous aurez trouvé la configuration qui donne deux passages de courant. Dans cette configuration, l'électrode ayant servi de pôle commun est la base. Si le commun y est relié, le transistor est NPN, si c'est le non-commun, c'est un PNP.

Nous conseillons aux débutants, ou aux lecteurs n'ayant jamais fait ce type de recherche, de la faire avec un transistor ou plusieurs transistors connus, sans tricher, pour vérifier le bien-fondé des lignes précédentes ! Cela leur sera utile lors des recherches de pannes ou de type de transistors.

Mais, me direz-vous, où sont collecteur et émetteur ? Ce sont évidemment les deux autres électrodes, mais l'ohmmètre ne peut plus rien pour vous et nous pourrions en rester là, puis-

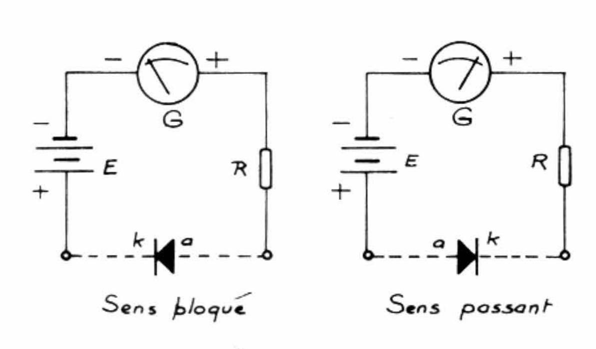


Fig. 6. – Essai d'une diode.

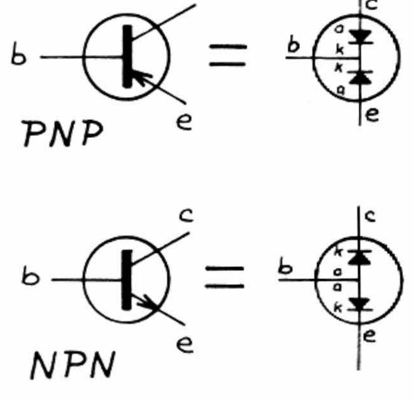


Fig. 7. – Le transistor est assimilable à deux diodes en série.

que cet appareil est le sujet de ces lignes. Toutefois, pour ne pas vous laisser dans une incertitude traumatisante, nous allons vous dire comment distinguer nos deux inconnus !

Pour ce diagnostic, il faut réaliser le montage de la figure 8, sur une boîte à connexions rapides par exemple. Rappelons que nous avons trouvé la base et que nous connaissons aussi le type, PNP ou NPN, du transistor en question. Nous savons donc quelle polarité appliquer sur les lignes d'alimentation (voir la figure). La tension entre ces lignes peut être de 4,5 à 12 V, selon l'ampoule choisie. Ne pas dépasser une intensité au filament de 100 mA, sauf test de gros transistors. La base du transistor est reliée à la résistance R et les deux autres électrodes sont branchées au hasard. Noter la luminosité de l'ampoule. Inverser les deux inconnus. Voir à nouveau la luminosité. Le collecteur est l'électrode qui, reliée à l'ampoule, donne la plus forte luminosité.

La différence de luminosité entre les deux branchements doit être très nette. Au besoin, augmenter la valeur de R. A noter que, de plus, on peut avoir une idée du gain en courant du transistor puisque

$$\beta = \frac{Ic}{Ib}$$

On a :

$$I_b = \frac{U}{R}$$

Fig. 8. – Recherche du collecteur et de l'émetteur.

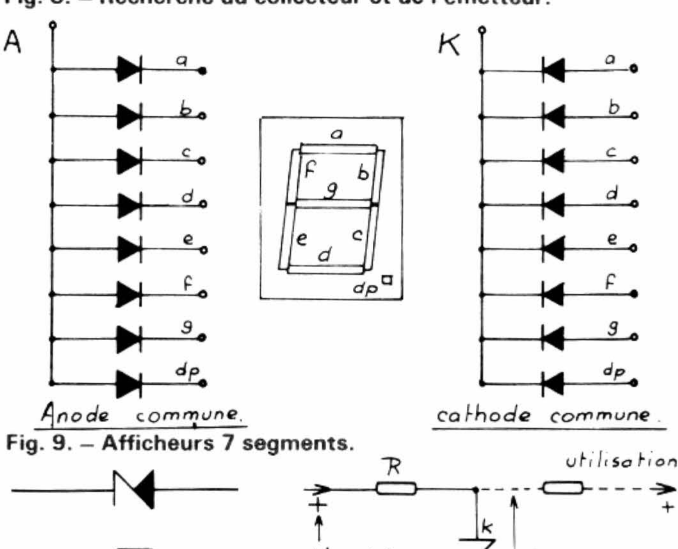


Fig. 9. – Afficheurs 7 segments.

Fig. 10. – Diode et diode Zener.

Fig. 11. – Montage d'une Zener.

et... on peut mesurer I_c. Il reste à faire le calcul !

f) Les diodes OPTO

Les diodes LED ne sont que... des diodes, lumineuses certes, mais diodes tout de même ! On peut donc parfaitement les vérifier à l'ohmmètre. Ces diodes requièrent en général une vingtaine de milliampères pour une brillance normale et c'est justement ce que l'ohmmètre donne, à peu près, en gamme basse.

On se reportera donc au paragraphe sur les diodes en général, en observant de plus la luminosité dans le sens passant. Cet essai est souvent nécessaire pour trouver la polarité des diodes LED afin de les souder dans le bon sens. Souvent, l'anode à relier au positif de l'alimentation est le plus long des deux fils de sortie, mais ce n'est pas toujours vrai et, de plus, cela ne se voit plus quand ces fils ont été raccourcis !

Les afficheurs à 7 segments ne sont que des montages intégrant des diodes LED. Ils en contiennent souvent 8, y compris le point décimal.

Il y a deux types d'afficheurs LED, comme le montre la figure 9. Les afficheurs à anode commune, dans lesquels toutes les anodes sont réunies et aboutissent à un point de sortie commun, alors que les cathodes ont des sorties individuelles, et les afficheurs à cathode commune dans lesquels ce sont les cathodes qui sont réunies alors que les anodes sont séparées. La figure 9 montre très bien les deux dispositions, tout en donnant la disposition des segments d'un afficheur quelconque, vu de face.

Pour tester les afficheurs, il suffit de tester chacune des diodes LED, à son tour. Pour les modèles à anode commune, ce sera le commun de l'ohmmètre qui rejoindra l'anode commune, le non-commun touchant les sorties de segments. Dans le cas des cathodes communes, c'est l'inverse. A chaque contact, le segment correspondant doit s'allumer.

Cet essai se fait, afficheur en main, mais il se fait aussi et plus souvent encore lorsque les afficheurs sont soudés sur le CI, de manière à constater les bonnes liaisons en même temps que l'absence d'interversion donnant, on s'en doute des résultats affichés des plus curieux !

g) DIODES ZENER (fig. 10)

Vues par un ohmmètre, les diodes Zener sont des diodes absolument normales, conduisant lorsque l'anode est reliée au commun (+) et ne conduisant pas quand la cathode (repérée, comme pour les autres diodes par le trait de peinture) y est connectée. L'effet Zener ne peut, par contre, se mettre en évidence que dans le montage réel. Il faut se rappeler que, pour faire apparaître cet effet, la Zener doit être montée à l'envers, c'est-à-dire la cathode vers le positif. Elle est donc montée dans le sens non passant. Toutefois, si la tension inverse ainsi appliquée dépasse la tension « de Zener » de la diode, celle-ci passe en régime de pseudo-claquage, avec, à ses bornes, cette fameuse tension de Zener. Une résistance série limite l'intensité à une valeur « de croisière », faute de quoi le pseudo-claquage se transforme en véritable claquage avec destruction définitive de la jonction (voir fig. 11).

F. THOBOIS

TECHNIQUE PHONOGRAPHIQUE :

UN CURIEUX BRAS DE LECTURE

La firme NAD, spécialisée en tous matériels haute fidélité, a récemment proposé une table de lecture (fig. 1), modestement baptisée « L'GAT » en pays anglo-saxons (en France modèle 5120) – forme abrégée de « The last great analogue turntable », c'est-à-dire : « La dernière « grande » table de lecture phonographique, pour disques analogiques ». La « dernière » est peut-être trop s'avancer car, au cours des dix prochaines années, le disque analogique ne quittera pas la scène : il serait bien étonnant que d'autres « grandes » tables de lecture analogique ne voient pas le jour, également sous la bannière NAD.
Quoi qu'il en soit, cette « L'GAT » ou « 5120 » initialement conçue par l'ingénieur tchécoslovaque Jiri Janda, attira l'attention des dénicheurs de talents de NAD, qui la soumirent à l'appréciation d'une commission d'experts bostoniens, ainsi qu'aux retouches d'un spécialiste allemand en esthétique industrielle, Reinhold Weiss, résidant aux USA. La « L'GAT » (5120) y trouva son aspect final (fig. 1), avant de revenir en Tchécoslovaquie pour y être fabriquée par la firme Tesla, à Litovel, avec un outillage d'origine anglaise. Résultat, un appareil de prix très compétitif, aux performances assez étonnantes. Prix très compétitif, parce qu'en Tchécoslovaquie les discophiles, ayant rarement les moyens financiers, ainsi que la possibilité, d'accéder aux réalisations sophistiquées, tenant chez nous le haut du pavé, en pallient l'absence par l'ingéniosité. Les résultats sont souvent heureux ; NAD donne l'occasion d'en juger.
Cela dit, sur certains points, la table de lecture NAD (2 vitesses 33 et 45 t/mn) reprend des idées très classiques : en premier lieu, celle de la contreplatine élastiquement suspendue, inventée par Edgar Marion Willchur (surtout connu pour ses haut-parleurs à suspension « pneumatique », aujourd'hui monnaie courante), pour la gloire de la firme « Acoustical Research » ou « A.R. », qu'il avait créée. Incidemment, il semble que ces deux inventions de renommée mondiale n'aient pas enrichi leur auteur, pour d'obscures questions de brevets.
S'il n'y avait que cela, l'adoption d'un plateau léger avec lourd et épais couvre-plateau élastico-amortisseur (entraîné par courroie, à partir d'un petit moteur synchrone, 300 t/mn sur 50 Hz), le semi-automatisme, l'antiskating (correction de poussée latérale), la table de lecture NAD ressemblerait à beaucoup d'autres modèles ; mais il y a le bras, dont l'originalité mérite examen.

Un bras de lecture partiellement souple

D'abord liquidons les questions élémentaires :

– Type de bras : modèle de 21 cm de longueur efficace, à deux axes de rotations orthogonaux (axe vertical sur billes, pivotage horizontal entre pointes). L'embase, portant ces deux axes, fixée à la contre-platine est équipée à sa partie supérieure d'un connecteur à 4 douilles, où se logent les 4 fiches du bras proprement dit (possibilité pour l'usager d'avoir autant de bras préréglés qu'il utilise de cellules).

– Rayons des spires d'annulation d'erreur de piste : s'agissant d'un bras rectiligne, l'angle compensateur d'erreur de piste s'obtient par déviation de l'axe du phonolecteur par rapport à celui du bras proprement dit. La position du phonolecteur s'ajuste avec l'accessoire très classique, connu des Anglo-Saxons sous le nom de « protractor », qui permet de contrôler l'annulation d'erreur de piste sur les spires de 6,3 et 11,8 cm ; valeurs non moins classiques correspondant à la réduction globale de la distorsion d'erreur de piste latérale sur la surface gravée d'un disque standard de 30 cm (d'autres préfèrent annuler l'erreur de piste à 6 cm pour favoriser la fin du disque).

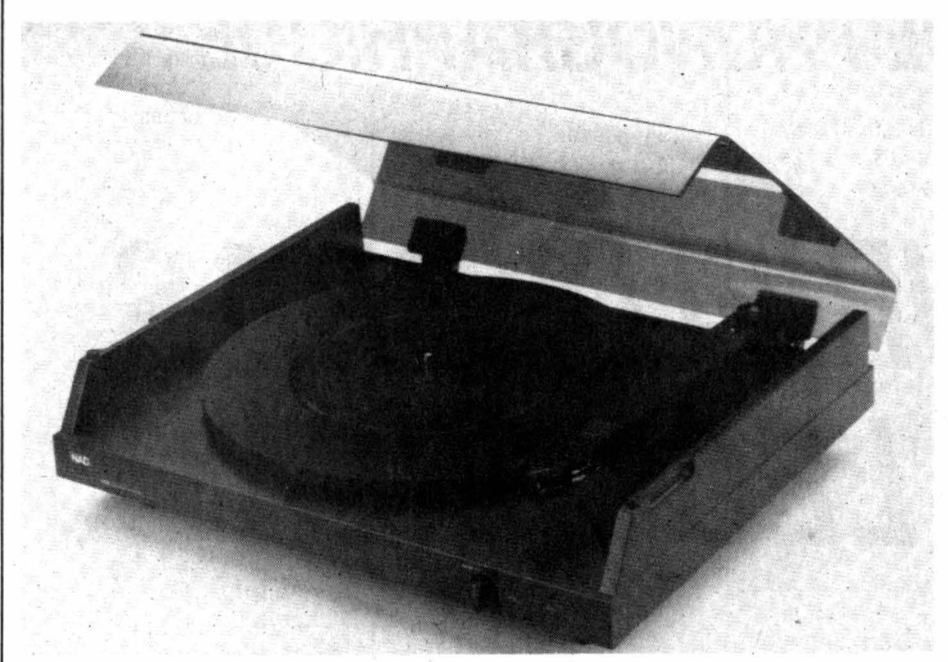


Fig. 1. – Ensemble de la récente table de lecture NAD 5120 (« L'GAT », en pays anglo-saxons), de conception relativement classique ; sauf en ce qui concerne le bras : rigide latéralement ; relativement souple verticalement.

Entrons maintenant dans le vif du sujet :

1) Adoption d'un bras rigide latéralement, relativement souple verticalement :

Pratiquement tous les fabricants de bras de lecture, ayant prétentions à qualité, ont conçu divers moyens d'obtenir un bras à la fois très rigide (cylindriques, tronçoniques, en duralumin, souvent raidi par dépôt d'alumine, fibres de carbone, titane...) et de masse dynamique aussi faible que possible (allègement maximal ou même suppression du porte-phonolecteur ; rapprocher des axes de pivotement les composants massifs, pour réduire leurs moments d'inertie – tout cela fut étudié dans une série d'articles publiés par « Le Haut-Parleur ».

Pour NAD « 5120 » il n'y a pas de coquille pour phonolecteur ; donc impossible d'alléger ; le connecteur ne peut guère être plus près des axes et la seule pièce lourde est l'inévitable contrepoids arrière ; par construction toujours très proche des axes et, de ce fait, contribuant relativement peu au moment d'inertie total. Finalement, la masse dynamique latérale du bras NAD (sans phonolecteur) s'établit aux alentours de 6 g ; on ne fait guère mieux en ce domaine.

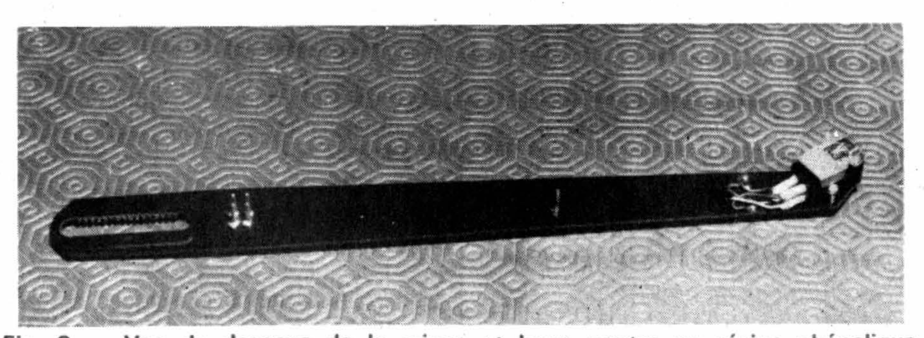


Fig. 2. – Vue de dessous de la mince et large poutre en résine phénolique constituant le bras de la table de lecture NAD. La fente, avec un côté crénelé à l'arrière, guide le contrepoids pour l'ajustage de la force d'appui. Se distinguent également les 4 broches du connecteur (la broche isolée à l'avant fixe le bras sur son repose-bras), ainsi que les 4 œillets, où se soudent les fils de connexion du phonolecteur.

Reste la rigidité. On conçoit qu'il soit malaisé d'égaler, « économiquement », certaines petites merveilles de mécanique, fort connues ; sauf à innover en matière de technologie : ce que fit M. Jiri Janda. La poutre constituant le bras est formée de minces matériaux phénoliques (1,5 mm), possédant de bonnes propriétés absorbantes, mais de largeur variant de 20 à 30 mm.

En réalité, il s'agit plutôt d'un sandwich : les deux faces externes étant, très vraisemblablement, en un produit plus dur (très mince) que la partie centrale. Comme on le constate, les sorties pour les 4 broches du phonolecteur (fig. 2) s'effectuent par 4 œillets, avec fils souples soudés. Il est vraisemblable que les connexions entre fiches d'entrée et œillets de sortie sont quatre bandes de circuit imprimé, cachées par le revêtement supérieur. Simplicité difficile à surpasser (la fente avec crémaillère dentée s'associe au contrepoids mobile, pour ajuster la force d'appui vertical).

Cette poutre ultra-légère (30 g environ) assure par sa largeur une bonne rigidité latérale. En revanche, elle demeure flexible verticalement, avec une fréquence de résonance propre très amortie vers 100 Hz (élasticité vue de la pointe aux alentours de 0,5 μm/mN). Tout cela fort approximatif. De toute manière, on ne saurait traiter cette lame, verticalement, comme une masse et une élasticité discrètes mais plutôt comme une ligne dissipative (*).

2) L'amortisseur dynamique

Si le bras, avec son contrepoids, se limitait à la structure précédente, il pourrait assez élémentairement se modéliser mécano-électriquement selon la figure 3, réductible selon la figure 4 aux fréquences inférieures à une vingtaine de Hz (compte tenu de la rigidité du sillon et même de la matière constituant le bras, relativement élevée). M_{tb} est la masse totale verticale du bras, compte tenu de la masse propre du phonolecteur, laquelle intervient en totalité en raison de sa situation par rapport à l'axe de rotation horizontal. Il est bien connu qu'il va se manifester une première

(*) Il paraît vraisemblable que la réalisation originale utilisait un bras, taillé dans une plaque d'époxy ou de bakélite, pour circuits imprimés.

résonance parallèle (généralement mal amortie) entre masse totale du bras et élasticité de l'équipage mobile, laquelle se manifestera avec un phonolecteur moderne et un bras de masse dynamique 6 g, à une fréquence inférieure à 20 Hz (exemple : avec un phonolecteur pesant 7 g et d'élasticité verticale, 15 μm/mN, la première résonance se situe aux alentours de 12 Hz). Ce phénomène fut déjà étudié (cf. « Haut-Parleur » n° 1667) et nous avons négligé la flexibilité du bras qui ne peut améliorer la situation.

Seul remède : introduire un amortissement dynamique. Ce problème déjà ancien fut l'objet de travaux (et solutions partielles) de Bauer, Nakaï... Elle revient toujours à introduire en série avec M_{tb} un nouveau résonateur parallèle, bien amorti, selon la modélisation suggérée figure 5. Si l'on s'arrange pour que la résonance de M_c et C_c se produise à la même fréquence que celle de C_g face à (M_{tb} + M_c) l'impédance vue de A devient, en principe, infinie et U_2 s'annule ; d'où suppression de la première résonance gênante (les choses sont moins simples).

Comme ses devanciers, M. Jiri Janda utilise le contrepoids à l'arrière du bras pour constituer la masse M_c de l'amortisseur, qu'il articule entre pointes, par un axe horizontal qui laisse toute liberté de se mouvoir verticalement (fig. 6). L'élasticité C_c s'obtient (fig. 7) par un ressort à boudin de raideur ajustable par une vis qui le comprime plus ou moins. L'extrémité inférieure de cette vis se déplace, face à une échelle graduée de 7 à 14 Hz, tracée sur la partie mobile du contrepoids, indiquant la fréquence de résonance de M_c et C_c. Quant à la résistance d'amortissement R_c, elle s'obtient par une aiguille filetée solidaire du bras (par l'intermédiaire du support de contrepoids), laquelle se meut à l'intérieur d'un petit réceptacle (fig. 8), assujetti au contrepoids mobile, contenant une huile de silicone fort épaisse. Là encore, le contrepoids mobile porte une graduation de 0 à 3 face à la pointe de l'aiguille, repérant une grandeur notée « Q », qui est ici le facteur d'amortissement (grâce à un petit tournevis d'horloger, on enfonce plus ou moins l'aiguille filetée dans l'huile de silicone).

On obtient ainsi, mécaniquement, l'équivalent d'un système anti-résonant. Si la fréquence de la résonance, non amortie, du résonateur auxiliaire F_o, est celle de C_g et de M_{tb} + M_c (contrepoids immobilisé), la première résonance fondamentale du bras de lecture est annulée, mais il s'en manifeste deux autres de part et d'autre de F_0. Grâce à l'amortissement visqueux, ces deux résonances secondaires seront amorties et étalées, au point qu'autour de F_0 l'impédance mécanique du bras, vue de A (fig. 5), demeure très élevée et sans grande influence sur le comportement M_g, C_g du phonolecteur. Aux fréquences notablement supérieures à F_0, l'impédance de M_c dominant, sa vitesse tend à s'annuler ; autrement dit le contrepoids se trouve dynamiquement découplé du bras (il devient pratiquement fixe dans l'espace), lequel s'en trouve allégé. Par cet artifice, les résonances supplémentaires sont relevées et l'amortissement visqueux joue toujours, de même que celui propre à la matière constituant le bras.

En réalité, la théorie de l'amortisseur anti-résonnant est plus complexe, car, pour obtenir le meilleur étalement des résonances secondaires, et leur égalisation d'amplitude, on démontre qu'il convient de faire résonner l'amortisseur, au-dessous de la fréquence F_0, d'une valeur fonction du rapport des masses M_{tb} et M_c et ajuster l'amortissement avec précision. C'est donc le véritable problème ; car,

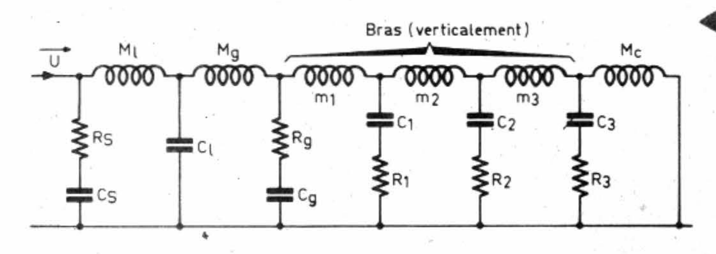


Fig. 3. – Modélisation élémentaire (ancienne analogie Olson) verticale, du bras NAD. U est la vélocité imposée par la gravure du sillon, d'élasticité C_s (2.10⁻² μm/mN, environ) ; R_s la résistance de la matière du sillon ; M_1, la masse du levier porte-pointe ; C_e, son élasticité propre ; M_g, la masse de l'équipage mobile, d'élasticité C_g et de résistance R_g ; le bras souple est schématisé sous forme d'une ligne, formée de cellules élémentaires (m_1, c_1, r_1...) ; enfin M_c est la masse de contrepoids sans son amortisseur (le tout, vu de la pointe de lecture).

Fig. 4. – Modélisation très simplifiée de la figure 3, pratiquement valable pour un phonolecteur et son bras, aux fréquences inférieures à 20 Hz. L'élasticité du vinyl est négligeable, de même que la masse du levier porte-pointe, son élasticité est beaucoup moindre que celle de l'articulation de l'équipage mobile, de même que celles de la poutre constituant le bras. Ici M_{tb} désigne la masse totale du bras y compris phonolecteur, et M_c est celle du contrepoids.

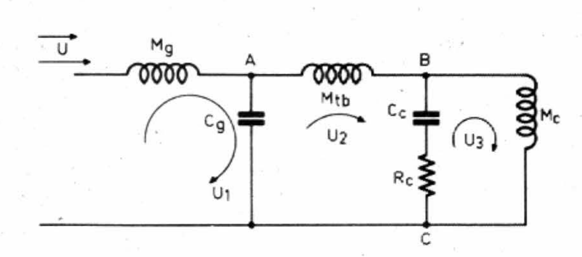


Fig. 5. – Modification de la figure 4, après insertion de l'amortisseur dynamique. C_c est l'élasticité ajustable du ressort et R_c la résistance d'amortissement visqueux (force antagoniste proportionnelle à la vitesse). C'est à peu près à cela que correspond le bras de la table de lecture NAD 5120.

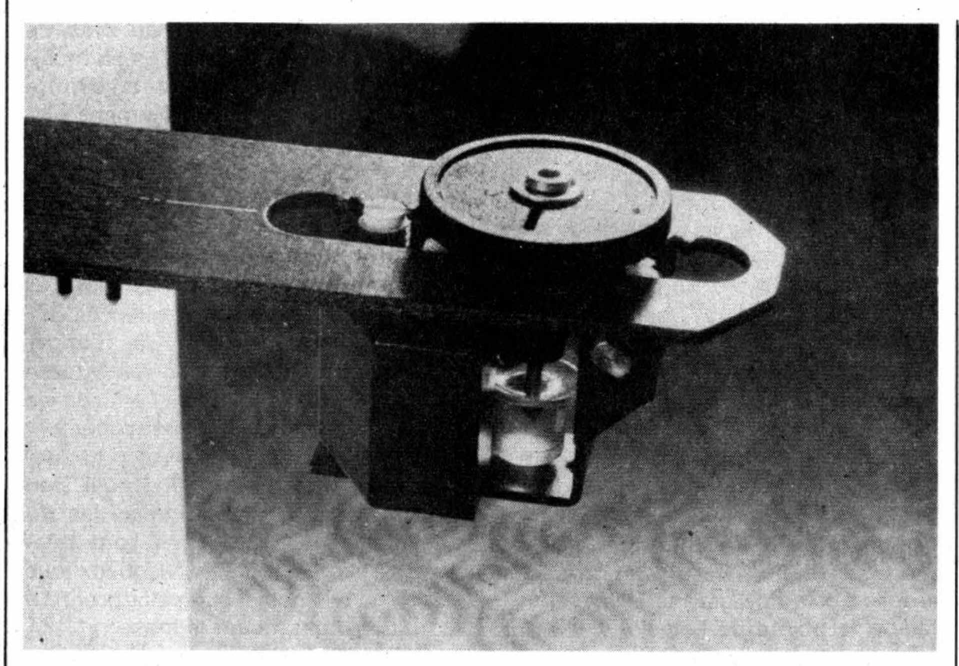


Fig. 6. – Gros plan sur l'arrière du bras NAD, avec le contrepoids (30 g environ) articulé (entre pointes et axe horizontal) à un étrier métallique, solidaire du bras par l'intermédiaire d'un minuscule engrenage, s'engageant dans la denture rectiligne (fig. 2), commandé par le gros bouton moleté, gradué à sa face supérieure, afin de régler la force d'appui, sans pèse-bras (méthode classique). La petite coupelle contenant l'huile de silicone est solidaire du contrepoids mobile, alors que l'aiguille réglable (elle se visse au travers de l'orifice, au centre de la molette) est liée au bras. A l'avant de la molette, la vis ajustant la tension du ressort, constituant l'élasticité C_c.

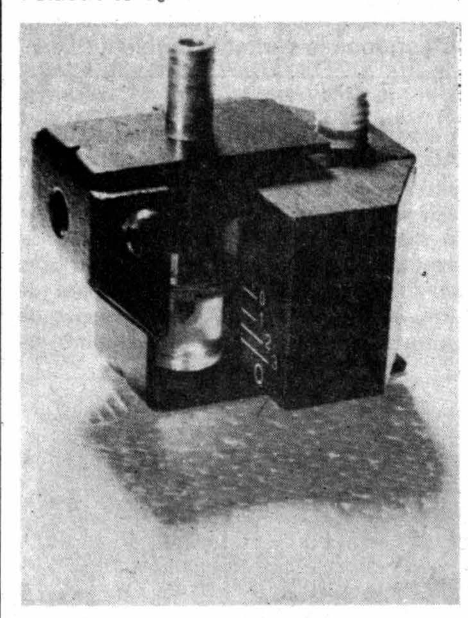


Fig. 7. – Contrepoids et son étrier isolés, vus du côté ressort et vis de réglage. La graduation de la partie mobile du contrepoids situe entre 7 et 14 Hz la fréquence de résonance propre de l'amortisseur, face à l'extrémité inférieure de la vis de réglage.

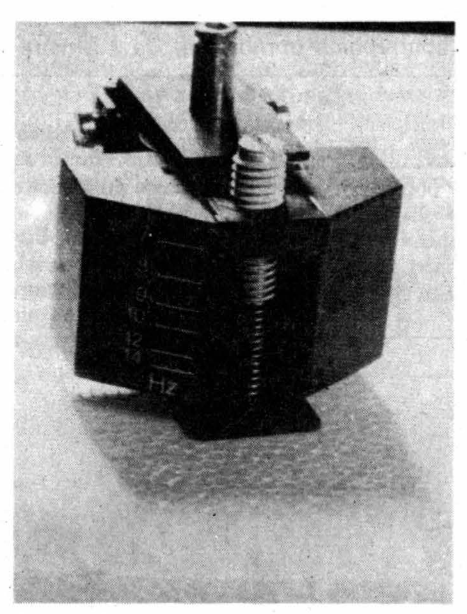


Fig. 8. – Encore le contrepoids et son étrier, mais vus du côté portant l'échelle des coefficients d'amortissement (0 à 3) notés « Q ». La valeur de Q utilisée se lit face à la pointe de l'aiguille centrale filetée, réglable au travers de l'axe de la molette, avec un petit tournevis d'horloger (un exemplaire figure parmi les accessoires de la table de lecture).

s'il est bien d'avoir imaginé cet ingénieux bras de lecture (sinon parfait, au moins très économique), il reste à le régler en fonction du phonolecteur utilisé, et à concevoir une stratégie appropriée.

Du réglage de l'amortisseur du bras NAD

Supposons tous les premiers réglages usuels effectués : position et orientation du phonolecteur pour minimiser la distorsion d'erreur de piste ; équilibrage du bras, puis réglage grâce au bouton molleté supérieur (fig. 6) de l'appui vertical choisi, et que seul subsiste l'amortissement dynamique. Le constructeur propose deux méthodes :

a) Pour ceux auxquels suffit une approximation : simplement suivre les indications, fournies par une liste de phonolecteurs, parmi les plus courants, pour lesquels furent déterminés, à l'avance, fréquence de résonance F_0 et valeur de Q et agir en conséquence. Au cas où l'on ne saurait rien du phonolecteur sans pour autant désirer se casser la tête, placer l'extrémité de la vis des fréquences face à 10 Hz et l'aiguille d'amortisseur face à 1 ou 2. Même si ce n'est pas parfait, il y a toute chance que l'on ne s'écarte pas trop du but.

b) Pour les perfectionnistes, il convient d'abord de déterminer F_0, contrepoids bloqué (insérer deux bouts de carton aux endroits convenables). Pour cela, NAD édite un disque-test, avec une série de fréquences glissantes (sur 1 Hz) gravées verticalement à fort niveau, entre 5 et 15 Hz, superposées à du 440 Hz (« la » du diapason), à niveau beaucoup plus faible.

Quand on joue ces bandes de fréquence, celles qui ne contiennent pas F_0 laissent entendre le 440 Hz pur ; alors que si l'on passe par F_0 le 440 Hz apparaît très distordu par intermodulation et instable (il se peut aussi que s'observent des vibrations de grande amplitude du bras). Selon les phonolecteurs, il peut arriver que F_0 s'étale sur plusieurs bandes : choisir celle pour laquelle la distorsion apparaît la plus forte. Libérer le contrepoids, puis régler la vis ajustant sa fréquence sur F_0, ou mieux légèrement

au-dessous. Le calcul le justifie ainsi qu'un raisonnement grossièrement approximatif : au-dessous de F_0 l'impédance de la boucle BC est inductive, M_c s'en trouve virtuellement augmentée par la présence de C_c ; autrement dit, vue de A, la masse du bras augmente et il se trouvera une fréquence où elle égalera celle de C_g, au-dessous de F_0 et en présence de R_c le coefficient de surtension augmentera, alors qu'au-dessus de F_0, tout se passe comme si la masse M_c diminuait ; d'où nouvelle résonance au-dessus de F_0. Cette fois avec un moindre coefficient de surtension. En réglant le résonateur d'amortissement au-dessous de F_0, la résonance inférieure plus gênante s'en trouve mieux amortie.

L'ajustement de R_c semble peu critique. D'après le constructeur, Q entre 1 et 2 est généralement satisfaisant ; sinon, pour peaufiner, rechercher expérimentalement, avec le disque-test, l'enfoncement de l'aiguille d'amortissement minimisant la distorsion audible du 440 Hz, autour de la fréquence F_0, précédemment déterminée.

Il y aura certainement d'autres résonances, supérieures à F_0 selon les modes de vibrations propres de la poutre, constituant le bras. Le constructeur pense, et l'expérience paraît confirmer, qu'elles seront suffisamment amorties et inaudibles.

Ce qu'en pensent des puristes aux « Oreilles d'or »

Nul ne peut contester l'ingéniosité de Jiri Janda, encore que sa solution ne soit pas entièrement originale (un bras de lecture, conçu par André Charlin, pour un tourne-disque Ducretet-Thomson, antérieur à la stéréo, avait déjà un amortisseur dynamique associé à la tête de lecture ; d'autre part, ce que propose M. Deiness, pour son curieux unipivot, s'inspirait des mêmes idées). Est-ce une « grande » table de lecture ? Les « Oreilles d'or » britanniques sont perplexes ; mais s'accordent sur le fait que tout ce que l'on pourrait préférer est nettement plus onéreux. Somme toute, une réussite technique et économique ; nous doutons fortement qu'elle soit « dernière » de son espèce.

R.L.

Bloc-notes

LE MULTIMETRE DE POCHE KEITHLEY « 130 A »



Ce nouveau 2 000 pts à cristaux liquides est l'appareil idéal pour les applications requérant un appareil robuste ou pour les besoins généraux en production ou au laboratoire.

Avec une précision de base en continu de 0,25 %, il autorise des mesures jusqu'à 10 A en continu et alternatif avec une résolution de 100 µV, 1 µA et 100 mΩ en 5 fonctions et 26 gammes avec test de diode et une remarquable protection contre les fausses manœuvres. Les spécifications techniques sont garanties sur 2 ans afin de réduire les coûts de maintenance et de recalibration.

Toutes les caractéristiques de la gamme des multimètres de poche Keithley sont conservées, incluant :

– une commande ergonomique des deux commutateurs rotatifs utilisables indéfiniment avec les mains droite ou gauche,

– un très large afficheur LCD de lecture claire dans un boîtier robuste en plastique « ABS » avec accès extérieur pour le remplacement de la pile et du fusible de protection.

LE RECEPTEUR RADIO PORTABLE SONY SRF-45L



Le récepteur radioportable SRF 45L permet de capter 3 gammes d'ondes FM-PO-GO, il dispose d'un haut parleur (mono) incorporé pour l'écoute sur n'importe quelle gamme d'onde.

Un casque ultra-léger permet une utilisation Walkman de ce récepteur ainsi que la réception de la FM en stéréo.

Caractéristiques :

– indicateur d'accord à LED

– interrupteur Mono/Stéréo en FM pour une meilleure réception

– antenne téléscopique FM incorporée

– entrée auxiliaire (mini format)

– courroie de transport fournie

– alimentation : piles et secteur (grâce à un adaptateur secteur en option).

NOUVELLE TECHNOLOGIE

DES MAGNETOPHONES A CASSETTE

La technologie des magnétophones évolue constamment et, lorsque nous avons accumulé suffisamment de documentation sur un point donné de cette évolution, il nous est agréable de vous en faire part. L'an dernier, nous vous avions initiés aux secrets des réglages automatiques des niveaux de prémagnétisation et d'égalisation ; aujourd'hui, nous allons aborder les différentes techniques utilisées par Nakamichi et Aiwa pour améliorer leurs machines dans la correction d'azimut, inversion du sens de lecture, retournement de la cassette, sélection du système réducteur de bruit.

Le NAAC

Le NAAC, vous le trouverez sur des magnétophones à cassette Nakamichi ; en effet, ces lettres signifient « Nakamichi Automatic Azimuth Correction », autrement dit, et en français : correction automatique d'azimut Nakamichi.

Depuis le lancement du Nakamichi 1000, il y a maintenant une dizaine d'années, ce constructeur s'est toujours préoccupé des problèmes d'azimut. On sait qu'une tête de lecture mal azimutée, c'est-à-dire dont l'entrefer ne présente pas un alignement parfait avec la piste enregistrée, entraîne une dégradation de l'aigu. Ainsi, une erreur de 4' entraîne une chute de 1 dB à 10 kHz et de 4 dB à 20 kHz. En doublant l'erreur d'azimut, nous obtenons une chute de 2,5 dB à 10 kHz alors que la reproduction du 20 kHz devient impossible. Les premiers magnétophones à cassettes à 3 têtes de Nakamichi possédaient un réglage d'azimut manuel pour la tête d'enregistrement, celui de la tête de lecture servait de référence et était réglé en usine.

Ensuite, sur d'autres séries, Nakamichi a introduit un système de réglage automatique de l'azimut relatif des têtes d'enregistrement et de lecture ; ce système était mis en service au début d'un enregistrement.

Dernier né, le NAAC assure la correction d'azimut pendant la lecture, il équipe même un lecteur pour voiture de la firme... Dans ces trois systèmes, on utilise un principe commun qui consiste en une mesure de phase.

Dans les deux premiers systèmes, on enregistre un signal à 400 Hz sur les voies gauche et droite et, en sortie de tête de lecture, immédiatement après l'enregistrement, on envoie le signal de chacune des voies dans un comparateur de phase qui indiquera alors le sens de la correction à apporter. Dans le cas du Nakamichi 1000, ce sont des diodes LED qui, en s'allumant, indiquent le sens de rotation tandis que pour ceux équipés d'un correcteur automatique, la sortie du comparateur de phase commande un asservissement de position qui modifiera la position de la tête d'enregistrement de façon à ce que son azimut soit correct, ce qui correspondra à une erreur de phase nulle entre les deux voies.

Dans le système NAAC qui, rappelons-le, travaille en lecture, il est impossible de contrôler la phase relative des deux voies, par principe même : la stéréophonie procurant des signaux dont l'une des caractéristiques essentielles est leur déphasage. Nakamichi a donc été amené à réaliser une tête de lecture (fig. 1 et 2) différente des autres puisque l'un des circuits magnétiques de lecture est divisé en deux. Chacune des deux parties dispose de son propre enroulement. L'exploration des signaux audio se fait donc sur une des pistes. Bien entendu, avec ce système, comme les deux parties de la tête sont très proches l'une de l'autre, l'erreur de phase n'est pas très importante, le système de discrimination doit donc être capable de discerner de très faibles erreurs de phase.

La figure 3 donne le synoptique pour la mesure de phase. Chaque signal passe dans son propre préamplificateur, puis traverse un filtre passe-bande qui permettra de ne prendre en

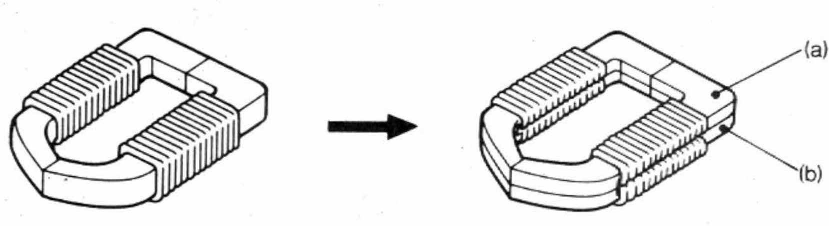


Fig. 1. – Tête classique.

Fig. 2. – Tête double pour le NAAC (doc. Nakamichi).

considération qu'une bande de fréquence concernée par ce déphasage. Après mise en forme, les signaux rectangulaires attaquent un comparateur de phase dont la tension de sortie commande un étage de puissance qui met en service le moteur de réglage de l'azimut.

Les signaux de sortie des deux préamplificateurs sont ajoutés pour constituer le signal audio utile. Cette technique assure un réglage permanent de l'azimut garantissant le respect de la courbe de réponse en fréquence aux fréquences hautes, même avec des cassettes ayant subi des déformations...

Le Dragon de Nakamichi a été équipé de ce système électronique. Ce n'est pas le seul dispositif intéressant de l'appareil, nous relevons aussi la présence d'un circuit qui coupe l'enregistrement au bout de 10 secondes de silence.

Ce magnétophone est équipé d'un dispositif d'inversion de sens, automatique en lecture. Ce mode de fonctionnement demande certaines dispositions comme un double cabestan et une paire de galets presseurs. Les cabestans tournent normalement en sens inverse. Pour cet appareil (fig. 4 et 5) le constructeur a choisi un entraînement par double cabestan, c'est-à-dire que les deux cabestans tournent dans le même sens, mais à une vitesse légèrement différente, de façon à créer une tension permanente de la bande magnétique. Habituellement, on utilise une courroie de transmission et le diamètre du volant du cabestan aval, légèrement inférieur à celui du volant amont, assure une vitesse de rotation différente et, par suite, une tension de la bande. Ce système, totalement inadapté au fonctionnement avec inversion de sens de défilement, a conduit Nakamichi à adopter une version électronique de l'entraînement par courroie ou plus exactement par chaîne car, ici, on utilise l'analogie électronique de l'engrenage, c'est-à-dire le système d'asservissement à verrouillage de phase.

Le Dragon utilise donc un entraînement à deux moteurs à entraînement direct, dont la vitesse est fixée par quartz. Ici, le cabestan amont tournera toujours à 0,2 % au-dessous du cabestan aval, quel que soit le sens de défilement. Les deux moteurs sont identiques et la sélection de vitesse est électronique ; un simple échange de rapport de division du circuit PLL assure la permutation des vitesses.

Continuons avec Nakamichi dont le RX 202, par ailleurs testé dans nos colonnes, présente une certaine originalité sur le plan mécanique par son système de retournement de la cassette. Le principe évoqué par le constructeur est qu'il est impossible de respecter un azimut dans un système de lecture et d'enregistrement dans les deux sens, l'inversion du sens de la bande, sans inversion de la cassette, entraînant une erreur imputable à la différence de fixation entre l'enregistrement et la lecture. Dans le RX 202, on retourne effectivement la cassette ; cette dernière se pose dans un tiroir dépassant de la façade, sur un support pivotant. Pour changer de sens, le tiroir s'ouvre, sépare la cassette des têtes et des bobines, la cassette se retourne et revient se mettre en place pour la lecture ou l'enregistrement dans l'autre sens. Cette cinématique demande une mécanique relativement complexe, car elle doit

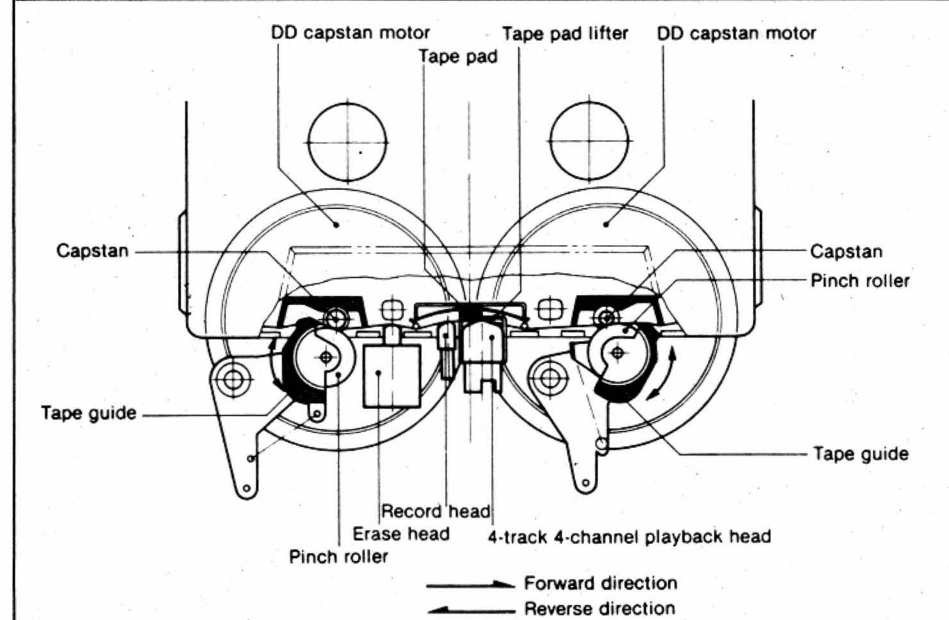


Fig. 4. – Dispositif autoreverse à double cabestan et entraînement direct (doc. Nakamichi).

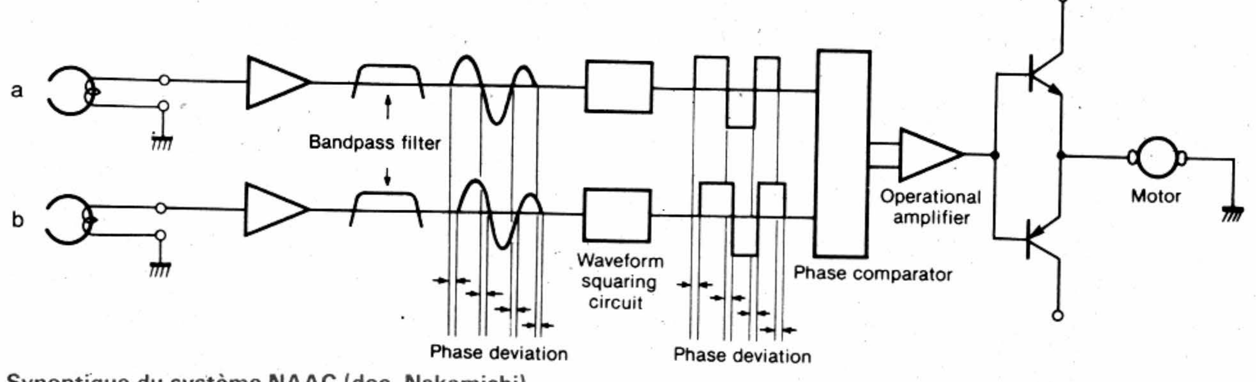


Fig. 3. – Synoptique du système NAAC (doc. Nakamichi).

1 Erase Head
28 Record/Playback Head
27 Control Cam Motor
26 Control Cam
25 Capstan
24 Pinch Roller
23 Control Cam Gear
22 Flywheel
21 Drive Belt
20 Cassette Reversal Motor
19 Capstan Motor
18 Cassette Compartment Stopper
17 Eject Switch
2 Cassette Compartment
3 Cassette Holder
4 Cassette Tape
16 Potentiometer
15 Potentiometer Coupling Gear
14 Cassette Reversal Coupling Gear
13 Main Gear
12 Take-Up Motor
11 Cassette Holder Arm
10 Take-Up Spindle
9 Take-Up Idler
8 Sliding Cassette Chassis
7 Supply Spindle
6 Cassette Reversal Arm
5 Cassette Reversal Gear

Fig. 6. – **Le mécanisme de retournement de la cassette (doc. Nakamichi).**

Traduction des différents composants :

1 Tête d'effacement
2 Compartiment à cassette
3 Support de cassette
4 Cassette
5 Pignon de retournement de cassette
6 Bras de retournement de la cassette
7 Axe débiteur
8 Tiroir de cassette
9 Galet récepteur
10 Axe récepteur
11 Bras de maintien de la cassette
12 Moteur de bobinage de bande
13 Pignon principal avec maneton
14 Pignon de couplage pour retournement de la cassette
15 Potentiomètre de recopie de position du pignon principal
16 Pignon du potentiomètre
17 Commutateur d'éjection
18 Butée du tiroir
19 Moteur de cabestan
20 Moteur de retournement de la cassette
21 Courroie du cabestan
22 Volant du cabestan
23 Came de déplacement des têtes et galets
24 Galet presseur
25 Cabestan
26 Came de commande
27 Moteur des cames
28 Tête d'enregistrement/lecture

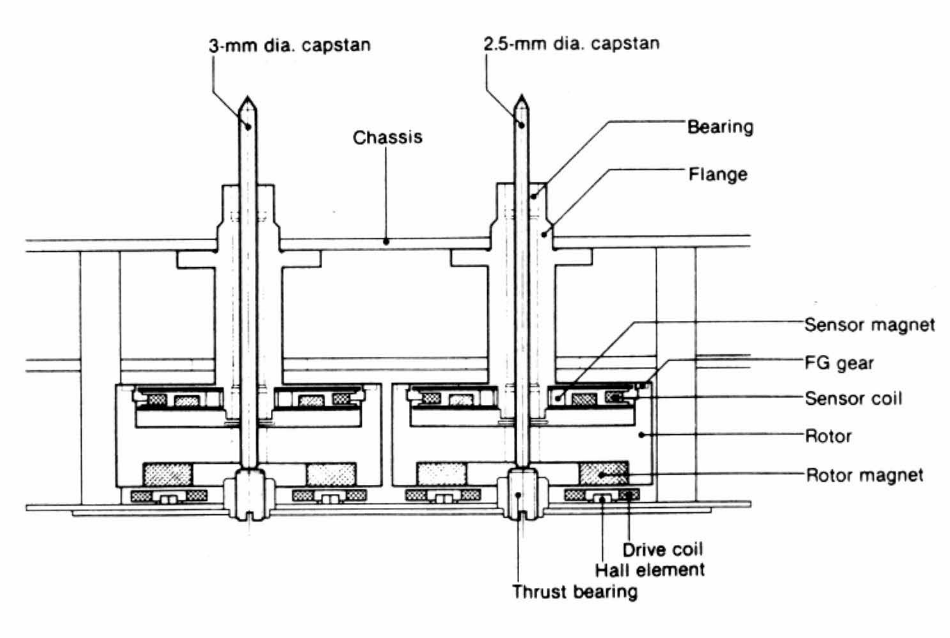


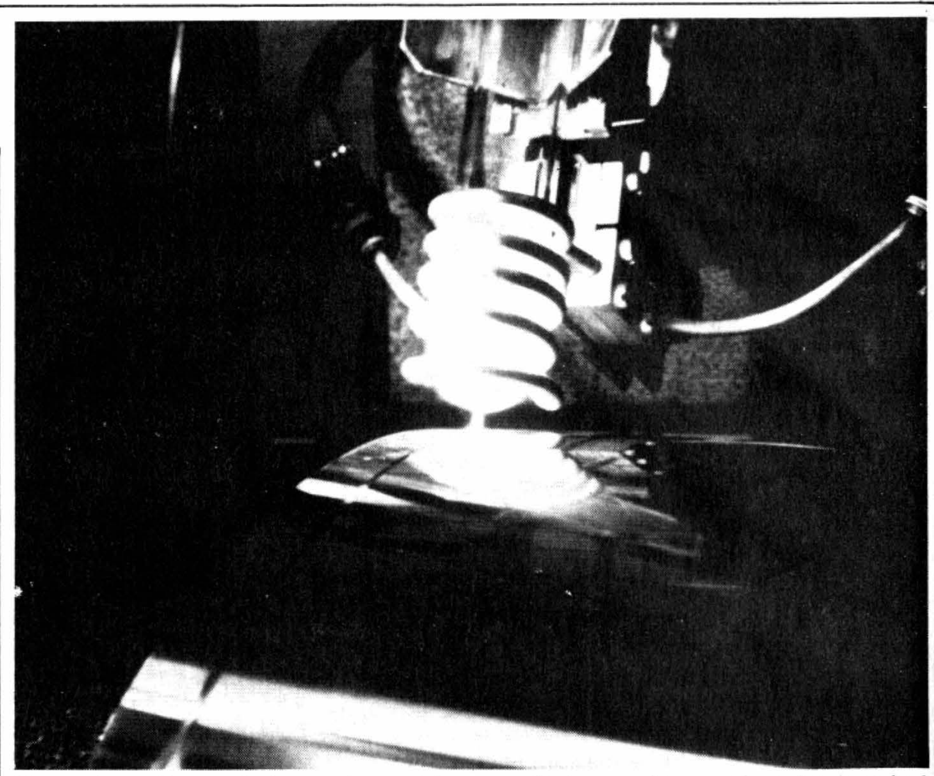
Fig. 5. – **Vue en coupe du dispositif de la figure 4 (doc. Nakamichi).**

combiner une rotation et une translation ; en fait, ces deux opérations sont réalisées à partir d'une came et d'une bielle. La figure 6 montre la vue interne du système : un moteur électrique entraîne une démultiplication par le biais d'une courroie, autorisant un patinage. La grande roue d'entrée porte un maneton entraînant une bielle. Les mouvements latéraux de la bielle font tourner la cassette qui avance ou recule en fonction de l'action du maneton.

Le capteur potentiométrique transmet la position de la roue au microprocesseur de service ; nous avons ici un asservissement de position à courant continu, méthode souvent rencontrée dans des magnétophones, notamment pour la mise en place du galet presseur et des têtes sur des appareils à cassette évolués. Nakamichi utilise un positionneur de ce type pour commander les diverses fonctions par cames, mais, au lieu d'avoir un capteur potentiométrique, on utilise trois interrupteurs commandés par cames et constituant un codeur à 3 bits. Ce codeur sera en relation avec le microprocesseur de gestion des mouvements.

Nous abandonnons ici Nakamichi pour vous commenter les quelques nouveautés technologiques que nous avons découvertes sur le magnétophone Aiwa ADF 990.

La tête enregistrement/lecture de ce magnétophone utilise un matériau magnétique amorphe. A l'inverse des matériaux traditionnels, leur structure n'est pas cristalline. La disposition non définie des atomes est produite par un procédé de fabrication spécial qui consiste à projeter du métal en fusion sur un cylindre refroidi. La vitesse de refroidissement très élevée (1 million de degrés par seconde) gèle la disposition des atomes qui n'ont pas le temps de s'organiser comme ils le font normalement dans un système à refroidissement lent. Ces matériaux se caractérisent par une dureté mécanique élevée et une grande douceur magnétique ; leur résistance électrique élevée les rend particulièrement intéressants aux fréquences hautes, caractéristique avantageuse en enregistrement magnétique. L'emploi de ces matériaux amorphes connaît, aujourd'hui, un grand développement, non seulement dans l'audio mais aussi dans l'industrie électronique.



Cette photo illustre la façon de produire un métal amorphe en ruban. Ici, le métal arrive par une buse et s'étale à la surface d'un rouleau refroidi, la vitesse de refroidissement d'un million de degrés par seconde est atteinte et empêche la formation d'une structure cristalline. Autour de la buse, nous avons un système de chauffage à induction. Le matériau fini se présente sous la forme d'un ruban de quelques centièmes de millimètre d'épaisseur (doc. VAC).

L'emploi des cassettes présente quelques difficultés pour un amateur confronté au problème de l'adaptation du magnétophone à une cassette donnée et aussi au réducteur de bruit. Sur l'AD 990, Aiwa a installé un système de reconnaissance de la cassette par encoches auquel il a ajouté un codage de la bande magnétique en enregistrement qui permet de sélectionner le type de réducteur de bruit sans intervention manuelle, mais une fois que la cassette aura été enregistrée sur le magnétophone.

Le principe utilisé par Aiwa consiste à enregistrer sur la bande des signaux à très basse fréquence, 7 et 9 Hz :

– sans réducteur de bruit, on n'enregistre rien ;
– avec le réducteur de bruit Dolby B, le canal gauche reçoit un signal à 7 Hz et le droit à 9 Hz ;
– avec le Dolby C, le canal droit reçoit du 7 Hz et le gauche du 9 Hz ;
– à la lecture, quatre décodeurs de tonalité à verrouillage de phase (des LM 567) vont se déclencher à partir des signaux de reconnaissance et, par l'intermédiaire d'un codeur BCD décimal, choisir le bon réducteur de bruit.

Ce magnétophone dispose d'un très intéressant dispositif baptisé ADMS qui démagnétise automatiquement les têtes de lecture au moment de la mise sous tension. L'oscillateur d'effacement est couplé à la tête de lecture et fonctionne avec une amplitude décroissante au moment de la mise sous tension. Cette opération a lieu avec les têtes éloignées de la bande pour éviter son effacement.

Conclusions

Comme on le voit, les constructeurs continuent à perfectionner leurs magnétophones. Si certains de ces nouveaux dispositifs paraissent utiles, comme la sélection automatique de réducteur de bruit, d'autres, comme le retournement de la cassette par un manipulateur automatique, amènent des complications mécaniques importantes. Tous ces perfectionnements améliorent, bien sûr, les magnétophones, mais ont pour inconvénient d'en augmenter le prix dans des proportions pas toujours négligeables ni en rapport avec l'amélioration qualitative. Le magnétophone y gagne néanmoins en manipulation, douceur de fonctionnement, confort, sans oublier un certain attrait visuel qui amusera vos amis.

E. LEMERY



LE LECTEUR DE "COMPACT DISC" PHILIPS, CD 303

Le CD 303 est l'un des deux nouveaux lecteurs de « compact disc » récemment commercialisés par Philips. A priori, ces appareils diffèrent assez peu des modèles précédents, on y retrouve le même bras de lecture, de conception beaucoup plus simple que ceux présentés par les constructeurs japonais. Cette apparente simplicité est un gage de fiabilité et n'est visiblement pas étranger à la bonne tenue de l'appareil vis-à-vis des embûches contenues dans nos disques tests. C'est aussi de façon délibérée que Philips a choisi une programmation aux performances modestes mais suffisantes qui facilitent l'apprentissage de l'utilisateur et permettent de le rendre, financièrement, accessible à un grand nombre d'amateurs.

La seconde génération des lecteurs du « compact disc » Philips se distingue esthétiquement de la précédente par la présence d'une fenêtre dans laquelle s'affiche un temps qui permet à tout moment de savoir où l'on en est dans un morceau ou sur le disque.

Le CD 303 est une version proche du CD 300, comme lui, il bénéficie d'un chargement par tiroir ; une touche mécanique en commande l'ouverture, bouton rentré, le tiroir est fermé, bouton sorti, le tiroir s'ouvre, la tête laser est alors bien visible, un presseur semble suspendu au-dessus de l'axe, il s'abaissera au moment de la fermeture du tiroir ; si par inadvertance un de vos doigts reste coincé, n'ayez de crainte ni pour l'appareil ni pour vous, l'électronique ne souffrira pas et la puissance du moteur est insuffisante pour vous meurtrir. Le constructeur a prévu un dispositif de sécurité à détecteur de courant qui arrête le moteur lorsque le débit tend à dépasser une valeur donnée. C'est d'ailleurs ce système qui stoppe le moteur en fin de course.

Pour le transport, une paire de vis sert à verrouiller le tiroir, et comme on ne sait jamais où les ranger, Philips leur a prévu un logement en plastique, joint au dossier d'utilisation, excellente initiative, qui n'a cependant pas été suffisante, puisque l'appareil qui nous a été confié ne comportait qu'une vis de fixation. Les photographies qui illustrent cet article vous donnent une idée précise de l'esthétique du produit,

La page du ZX 81



REALISEZ UNE CARTE SUPPORT DE PROM

(Suite voir n° 1700)

Après vous avoir présenté, dans notre précédent numéro, le schéma et le principe de fonctionnement de notre carte, nous allons étudier aujourd'hui sa réalisation.

Les composants

Leur liste est de taille fort modeste, comme vous pouvez le constater en figure 1. Les mini-interrupteurs n'ont rien d'obligatoire et ne sont vraiment justifiés que si vous comptez changer souvent les adresses de vos PROM ou le type des PROM utilisées. Si ce n'est pas votre cas, des morceaux de fils nus et rigides enfichés dans des supports de composants feront l'affaire. Si, par contre, vous n'utilisez pas de mini-interrupteurs, les supports à 14 pattes sont obligatoires puisque c'est là que vous enficherez vos morceaux de fils tenant lieu de straps. Si vous utilisez des mini-interrupteurs, les supports 14 pattes deviennent facultatifs. Un support pour le 74156 n'est pas une nécessité ; par contre, les supports 24 pattes des mémoires sont obligatoires.

Les mémoires n'apparaissent pas dans la nomenclature puisque cela dépend de ce que vous ferez de la carte. Rappelons que celle-ci peut recevoir indifféremment des 2716, des 2532 ou des 2732.

Le connecteur « spécial ZX 81 » est un modèle du commerce (on commence à en trouver) ou un modèle de plus de deux fois 23 contacts au pas de 2,54 mm que vous couperez à deux fois 23 contacts à la scie à métaux.

Le circuit imprimé est, comme pour nos autres extensions ZX 81, un modèle double face à trous métallisés. Il est disponible, prêt à l'emploi, chez Facim, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis. Si vous souhaitez le réaliser vous-même, ce que nous vous déconseillons à moins que vous ne soyez très bien équipé, le tracé de ses deux faces vous est indiqué, à l'échelle 1, figures 2 et 3.

A propos de cette nomenclature, vous pouvez constater, dans la liste des résistances, la présence d'une résistance de 1 kΩ et d'une de 4,7 kΩ qui n'apparaissent pas sur le schéma publié le mois der-

Repère	Nombre	Type
T_1	1	2N 2905A, 2N 2907A
D_1, D_2, D_3	3	1N 4148, 1N 914
S_0, S_1, S_3	3	Blocs de 8 mini-interrupteurs en boîtier DIL
–	1	74 LS 156 ou 74156
–	5	Résistances 1/2 ou 1/4 W, 5 % : 1 × 1 kΩ, 3 × 3,3 kΩ, 1 × 4,7 kΩ
–	4	Condensateurs : 1 × 47 μF 10 V ; 3 × 22 nF
–	2	Supports 24 pattes pour les mémoires
–	1	Support 16 pattes facultatif
–	1	Connecteur « spécial ZX 81 » (voir texte)

Fig. 1. – Nomenclature des composants.

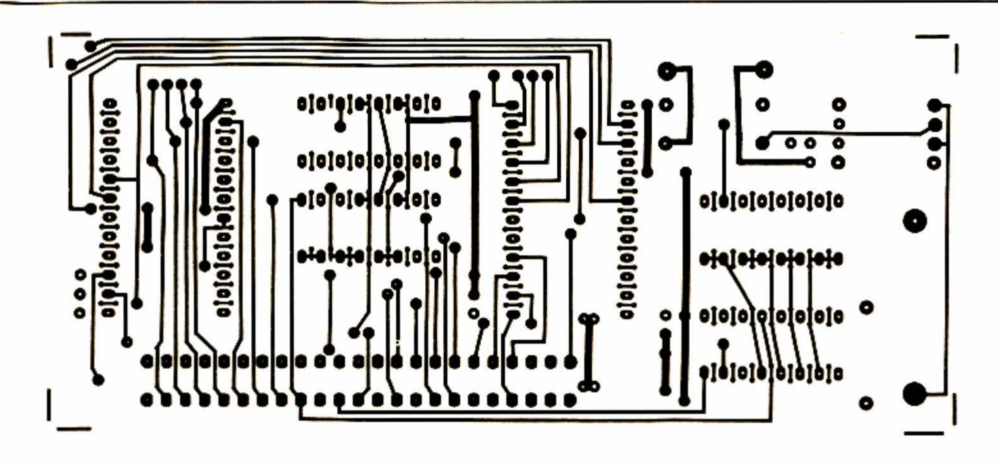


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

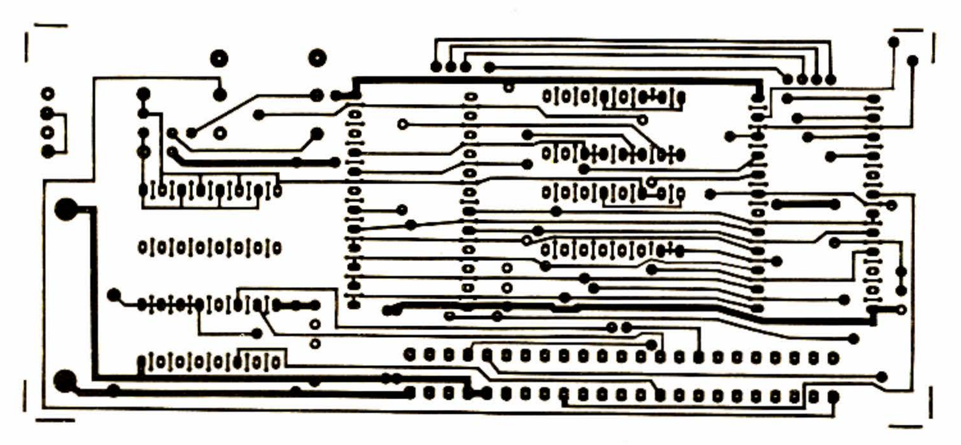


Fig. 3. – Circuit imprimé, vu côté composants, échelle 1.

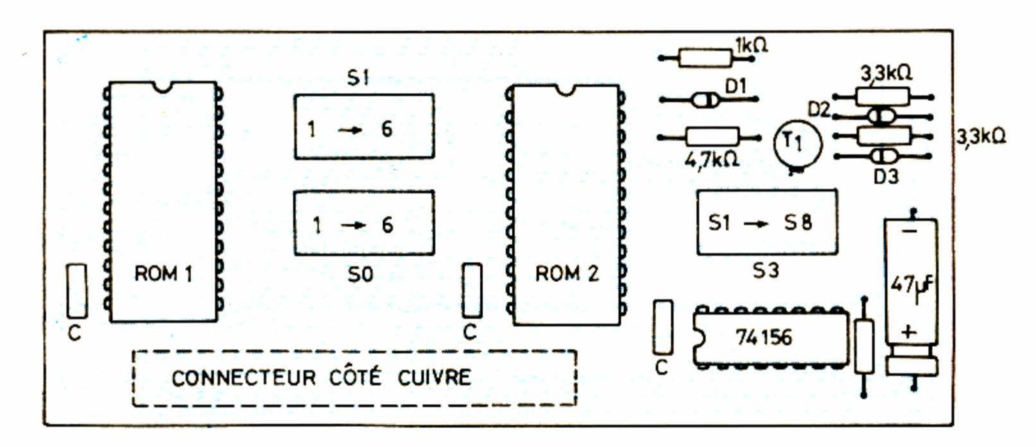


Fig. 4. – Plan d'implantation des composants.

Adresse hexa	Adresse décimale	Mémoire 1	Mémoire 2
2000 à 27FF	8192 à 10239	S_7	S_8
2800 à 2FFF	10240 à 12287	S_5	S_6
3000 à 37FF	10288 à 14335	S_3	S_4
3800 à 3FFF	14336 à 16383	S_1	S_2

Fig. 5. – Mise en place des straps de sélection d'adresse.

nier ; nous avons en effet apporté une petite modification à celui-ci pour en améliorer le fonctionnement. La résistance de base de T_1, qui était de 1,5 kΩ, passe à 4,7 kΩ et la base de T_1 est, de plus, reliée au + 5 volts par une résistance de 1 kΩ. Ces modifications sont, bien sûr, prises en compte au niveau du tracé du circuit imprimé qui n'a donc pas à être retouché.

La réalisation

Dans le cas où vous vous êtes procuré le circuit à trous métallisés évoqué ci-avant, elle est très simple puisque la soudure sur un tel circuit se fait comme sur du simple face.

Le plan d'implantation des composants vous est proposé en figure 4. Il faut commencer par monter les supports, puis les composants passifs, condensateurs et résistances, suivis par les semi-conducteurs en terminant par le 74156. La finesse du circuit étant assez poussée, il faut travailler avec un fer à panne fine et contrôler, si possible avec un ohmmètre, que vous n'avez pas fait de pont de soudure entre des pistes voisines.

Comme pour toutes nos autres cartes d'extension, le connecteur de liaison avec le ZX 81 est soudé côté cuivre du circuit imprimé de façon à laisser la face composants de la carte vers l'arrière et à permettre ainsi un changement facile des mémoires ou de leurs adresses.

Mise en service

Avant de mettre des mémoires sur les supports, un premier essai à vide peut être tenté. La position des interrupteurs de sélection de type de mémoire (1 à 6 du bloc S_0 et 1 à 6 du

bloc S_1) peut pour l'instant être quelconque. Les interrupteurs de sélection d'adresses (S_1 à S_8 du bloc S_3) seront tous en position ouvert. Le circuit 74156 est mis en place et la carte peut alors être enfichée dans le ZX 81.

Le ZX doit fonctionner exactement comme si de rien n'était, sinon il y a certainement une erreur grossière du type pont de soudure ou soudure sèche. Dans cette configuration, le circuit de désactivation de la ROM Basic de 8192 à 16383 n'est pas en service et vous pouvez vérifier que si vous faites un POKE à l'adresse N, vous trouvez la même valeur que si vous faites un POKE à l'adresse N + 8192 puisque la ROM Basic est dupliquée.

Fermez alors un interrupteur : S_7 par exemple. Refaites l'expérience des POKE entre 0 et 2047 et entre 8192 et 10239 ; vous ne devez pas trouver les mêmes valeurs car, maintenant, notre carte désactive la ROM Basic de 8192 à 10239 ; par contre, vous lisez n'importe quoi de 8192 à 10239 car il n'y a pas de mémoire sur les supports.

Placez alors une mémoire vierge ou dont vous connaissez le contenu sur le support n° 1. Positionnez 1 à 6 du bloc S_0 selon le type de mémoire et compte tenu des indications du tableau de la figure 4 de notre précédent numéro. Refaites alors une suite de POKE de 8192 à 10243 et constatez que vous lisez bien le contenu de votre mémoire (255 c'est-à-dire FF en hexadécimal si elle est vierge). Si ce n'est pas le cas, une erreur a dû se glisser au niveau du 74156 ou du transistor T_1.

En vous aidant du tableau de la figure 5, essayez alors divers positionnements de straps et vérifiez que la mémoire se déplace bien conformément à vos désirs. Attention, il faut éviter de placer deux mémoires aux mêmes adresses car, lors d'un accès aux adresses communes, les deux mémoires fournissent alors des signaux sur leurs lignes de données et, si l'une fournit un 1 alors que l'autre donne un 0, cela fait un court-circuit préjudiciable à leur durée de vie (mais pas forcément mortel sur le coup).

Alors que les mémoires doivent impérativement être mises en place et enlevées courant coupé, les interrupteurs des blocs S_0, S_1 et S_3 peuvent, eux, être manipulés sous tension sans risque pour les circuits.

Il n'y a aucune restriction quant à l'utilisation de la carte et vous pouvez très bien panacher des mémoires sans difficulté.

A propos des UVPROM

Notre carte peut recevoir des 2716, des 2532 et des 2732 ; encore faut-il que vous soyez à même de savoir à quel type appartient votre mémoire. Si vous avez affaire à une 2716, pas de problème ; en effet, il n'existe que deux types de 2716. Les 2716 ou 2516 « normales » monotensions 5 volts et les TMS 2716 (Texas Instruments) qui, elles, sont tri-tensions et nécessitent du + 5, du + 12 et du − 5 volts pour fonctionner. Ces derniers types ne peuvent évidemment aller sur notre carte, mais ce n'est pas grave car ils sont en voie de disparition.

Pour ce qui est des 2532 et des 2732, c'est un peu plus complexe. Les mémoires de ces deux familles sont équivalentes, mais leurs brochages diffèrent au niveau de certaines pattes. Les 2532 sont aussi appelées mémoires au brochage Texas ou Motorola (ces deux fabricants ayant été les principaux défenseurs de ce standard) alors que les 2732 sont aussi appelées mémoires au brochage Intel (idem). Pour vous y retrouver, sachez qu'à l'heure actuelle la majorité des mémoires UVPROM 4 K-mots de 8 bits est du type 2732. Seules les mémoires suivantes sont du type 2532 : la MCM 2532 Motorola, la TMS 2532 Texas et la HN 462532 de Hitachi. Attention à la lecture de la référence de vos mémoires ; en effet, Texas et Hitachi commercialisent maintenant des mémoires avec les deux brochages et il existe la TMS 2532 qui est une 2532 et la TMS 2732 qui est une 2732 : de même pour Hitachi.

Conclusion

Nous souhaitons avoir résolu, avec cette petite carte, le problème de nombreux utilisateurs de ZX 81 qui ont écrit des routines en langage machine, utiles dans de nombreux programmes, et qui déploraient d'avoir à charger celles-ci en mémoire par des méthodes plus ou moins acrobatiques chaque fois que c'était nécessaire. Bien sûr, il faut disposer d'un programmateur de PROM pour pouvoir profiter de cette carte ; plusieurs solutions existent à ce niveau ; certains revendeurs peuvent programmer vos PROM ou, ce qui est plus intéressant, il est possible de réaliser un petit programmateur pour le ZX 81, ce qui sera l'objet d'un prochain article de cette série.

(A suivre)

C. TAVERNIER

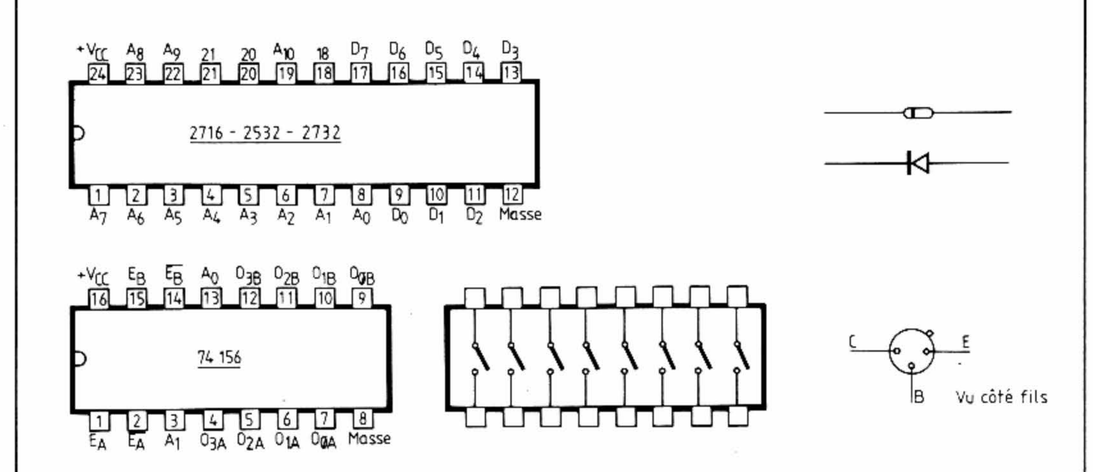


Fig. 6. – Brochage des éléments utilisés.

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 11.02 : M. Pierre DUCREUX, 01 BOURG-EN-BRESSE désire connaître :

1° les caractéristiques de la diode CV 2154 ;

2° les fréquences utilisées par les services maritimes en radiotéléphonie.

1 La diode CV 2154 est d'origine anglaise (A.E.I. Semiconductors) ; il s'agit d'une diode silicium mélangeuse micro-onde (9,375 GHz max.) ; figure de bruit = 10 dB ; impédance = 350 Ω. Elle pourrait être remplacée par le type BAT 11 de la R.T.C.

2° Les fréquences radiotéléphoniques maritimes internationales ont été publiées dans un article paru dans le numéro 1640, pages 155 et suivantes, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter. Un **résumé** des principales fréquences utilisées est également donné dans le numéro 1686, page 214.

●

RR – 11.03 : M. Joseph NIGAY, 62 BETHUNE :

1° nous demande conseil pour la modification d'un téléviseur ;

2° désire connaître les correspondances de divers transistors.

1° Les différences entre les normes TV françaises et britanniques sont nombreuses et importantes, vous devez le savoir. Vous devez savoir aussi qu'il n'est pas possible d'intervenir à l'intérieur d'un circuit intégré, et également savoir qu'une intervention sur une plaquette de circuits imprimés équivaut à un tel « charcutage » que, 99 fois sur 100, la plaquette est détruite. De nombreux lecteurs ont voulu tenter l'expérience... malgré nos maintes mises en garde publiées dans cette rubrique, et maintenant ils le regrettent.

En conséquence, nous vous déconseillons de la façon la plus formelle d'entreprendre les transformations et adjonctions que vous envisagiez. Bien évidemment, vous n'êtes pas obligés de nous croire ! Alors, renseignez-vous auprès d'un radioélectricien TV de votre ville, il vous dira ce qu'il en pense !

2° Correspondances des transistors suivants :

BC 208 : BC 108, BC 172, BC 183, BC 238, BC 383, BC 548, BC 583.

BF 233-3 : BF 240, BF 254, BF 454, BF 494, BF 594.

SFT 319 : AF 126, AF 200.

SFT 323 : AC 128, AC 153, AC 188, AC 193.

C 828 : BC 107, BC 171, BC 183, BC 207, BC 237, BC 383, BC 547, BC 582, 2N 2220 ou 2222.

B 176 : AC 122, AC 125 ou 126, AC 151, 2N 1191 ou 1194.

B 175 : même correspondances que le B 176.

B 178 : AC 128, AC 153, AC 188, 2N 1189 ou 1190.

2SB 187 : mêmes correspondances que le B 176.

C 536 : mêmes correspondances que le C 828.

●

RR – 11.05 : M. Robert BRUNET, 23 GUERET, nous demande :

1° les caractéristiques de divers semi-conducteurs ;

2° des renseignements sur les filtres-correcteurs en double T utilisés sur certains amplificateurs BF.

1° Caractéristiques maximales des semi-conducteurs suivants :

BUY 69 B : transistor silicium NPN ; Pc = 100 W ; Ic = 10 A ; Vcb = 800 V ; Veb = 8 V ; Vce = 325 V ; h fe = 15 pour Ic = 2,5 A et Vcb = 10 V ; Ft = 6 MHz.

BYX 55/350 : diode de commutation au silicium ; tension inverse de crête = 300 V ; If = 1 A ; t = 750 ns.

BYX 71/600 R : redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 600 V max. ; intensité redressée max. = 1,5 A.

B 80 C 1500 : redresseur en pont ; tension max. appliquée = 80 V eff. ; intensité max. redressée = 1,5 A.

2° Concernant les filtres correcteurs BF en double T :

a) La fréquence centrale d'atténuation peut être modifiée par la variation et l'ajustage des trois résistances incluses dans le filtre.

b) L'atténuation maximale obtenue peut être réduite par « pontage » du double T. On relie l'entrée à la sortie, soit par une résistance si la fréquence d'atténuation est faible, soit par un condensateur si la fréquence d'atténuation est élevée, soit même par un condensateur et une résistance en parallèle dans certains cas particuliers. La valeur de la résistance ou du condensateur est à déterminer selon l'affaiblissement ou l'amortissement souhaité.

c) Un filtre en double T est normalement constitué par un passe-haut et un passe-bas calculés pour la même fréquence et réunis en parallèle. Mais on peut aussi établir deux filtres sur des fréquences décalées, par exemple le passe-bas calculé pour 1 200 Hz et le passe-haut calculé pour 2 000 Hz... si bien que c'est toute la gamme de 1 200 à 2 000 Hz qui se trouve atténuée.

●

RR – 11-06 : M. Fernand PONCET, 75012 PARIS :

1° nous demande divers conseils se rapportant à différents amplificateurs BF ou chaînes Hi-Fi ;

2° souhaite obtenir quelques précisions complémentaires au sujet du thermostat décrit dans notre numéro 1486.

1° Vos nombreuses questions sont essentiellement **commerciales** (et non pas techniques). Or, nous l'avons écrit à maintes reprises dans cette rubrique, notre principe est de ne plus jamais conseiller telle marque, ou tel modèle, plutôt qu'un autre pour tel ou tel matériel ou appareil quel qu'il soit. Tous les goûts sont dans la nature, et ce qui plaît

aux uns ne plaît pas forcément aux autres. D'autre part, certaines fabrications sont assez irrégulières en qualité et l'on a parfois de grosses surprises. Bref, nous avons eu beaucoup trop d'ennuis avec ce genre d'exercice, si bien que, désormais, nous nous en tenons à cette règle de la façon la plus stricte et sans exception...

Il vous appartient de vous rendre chez un ou **plusieurs** revendeurs radioélectriciens et de demander des démonstrations ; vous faites des essais, des comparaisons et vous déterminez ainsi votre choix en connaissance de cause et selon vos goûts. Le « service après-vente » également est à considérer avec beaucoup d'attention !

2° Sur le module de commande (thermostat de chauffage, numéro 1486, page 272), le condensateur C_6 est du type à diélectrique mylar 1 000 V (tension d'essai).

Mêmes modèles pour C_5, C_6, C_8 et C_9 du module de transmission.

La diode D_1 n'est pas critique : type BA 100 ou similaire, par exemple.

●

RR – 11.07-F : M. Paul RIEGERT, 41 BLOIS, nous demande :

1° les caractéristiques et le brochage du tube d'émission 4 Y 50 ;

2° des conseils pour l'utilisation d'une antenne d'émission ;

3° des conseils pour le contrôle de la modulation d'un émetteur.

1° Voici les caractéristiques du tube 4 Y 50 (Mazda-Belvu) :

Tube tétrode à faisceau dirigé amplificateur HF d'émission. Chauffage = 6,3 V 1,5 A. Capacité d'entrée = 18 pF ; capacité de sortie = 8 pF ; capacité grille/anode = 0,1 pF. S = 5 à 8 mA/V. F max = 220 MHz.

Amplificateur HF classe C/CW (conditions maximales) : Va = 750 V ; Ia = 110 mA ; Vg2 = 225 V ; Ig2 = 26 mA ; Vg1 = –42 V ; Vg – HF = 55 V crête ; Ig1 = 10 mA ; Wg1 = 0,55 W – HF ; Po = 63 W – HF.

Brochage : voir figure RR-11.07 où nous avons :
1 et 9 = filament
2 et 8 = plaques de déflexion à relier à la cathode
3 et 7 = grille 1
4 et 6 = grille-écran 2
5 = cathode
Téton = anode.

2° En ce qui concerne le problème d'adaptation dans le cas d'un doublet 1/2 onde, la solution consiste bien à utiliser un câble coaxial de 75 Ω d'impédance ; l'adaptation est assurée à la base, soit par les circuits de l'étage de sortie de l'émetteur, soit par une boîte de couplage auxiliaire. De toute façon, dites-vous bien que même avec une désadaptation 52/73 Ω, le R.O.S. entraîné est minime (faites le calcul !) ; s'il était important, il faudrait chercher ailleurs.

L'impédance présentée par la classique antenne à trappes W 3 DZZ est de 75 Ω (et non pas 52 Ω) ; c'est donc normalement un câble coaxial de 75 Ω qu'il convient d'utiliser.

3° Quant au contrôle de la modulation d'un émetteur, votre question est nettement imprécise. Sachez d'abord que le ou les procédés de contrôle sont les mêmes qu'il s'agisse d'un émetteur à lampes ou à transistors... mais les procédés diffèrent selon qu'il s'agit de modulation d'amplitude, de fréquence ou de SSB (BLU). C'est ainsi que vous nous parlez de la méthode du trapèze ; cette méthode ne s'applique qu'à l'AM.

Il n'y a pas de montage simple pour de tels contrôles. Il faut avant tout disposer d'un oscilloscope (et **selon le cas,** en plus, d'un générateur BF ordinaire, ou d'un générateur BF double ton, ou d'un analyseur de spectre).

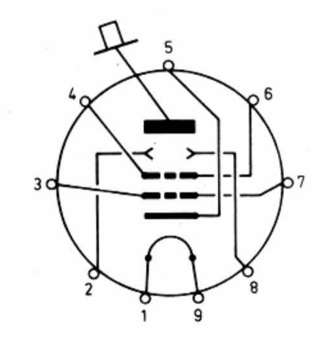


Fig. RR – 11.07

Nous vous conseillons la lecture de l'ouvrage « l'Emission et la Réception d'amateur » 11e édition (en vente à la Librairie parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS).

●

RR – 11.08 : M. Maurice BOUVIER, 89 SENS :

1° nous entretient de l'amplificateur BF décrit dans nos numéros 1678 et 1679 ;

2° souhaite prendre connaissance de documentations se rapportant à la réalisation des circuits imprimés par photographie.

1° Nous sommes surpris lorsque vous nous parlez d'un manque de graves en ce qui concerne l'amplificateur décrit dans les numéros 1678 et 1679. Cela ne proviendrait-il pas de vos haut-parleurs et de leurs enceintes ? ou de votre pick-up ? Un circuit « loudness » a été décrit dans notre numéro 1521, page 359, réponse RR-5.71-F ; un tel dispositif a l'avantage de pouvoir se monter sur des potentiomètres (de volume) ordinaires, c'est-à-dire sans prise auxiliaire spéciale. Néanmoins, sachez bien qu'un circuit loudness ne « fabrique » pas des basses si elles n'existent pas !

Le cas échéant, vous pourriez aussi essayer d'intercaler le filtre correcteur décrit dans notre numéro 1665, page 207, réponse RR-11.02-F, entre sortie préamplificateur et entrée amplificateur.

2° De nombreux articles ont déjà été publiés en ce qui concerne la réalisation des circuits imprimés par photographie, articles indiqués ci-dessous et auxquels vous pourriez valablement vous reporter :

« Radio-Plans » n° 313 (p. 62), n° 334 (p. 26) et n° 355 (p. 92).

« Electronique Pratique » n° 3 (p. 103).

Citons également l'étude complète du sujet publiée dans « Electronique Applications » n° 3 (p. 47), n° 5 (p. 159), n° 7 (p. 27), n° 11 (p. 71), n° 14 (p. 81) et n° 16 (p. 67).

●

RR – 11.12 : Un lecteur de CAHORS (pseudonyme. M. 46-24-21) nous pose une question pour le moins bizarre dans une lettre vraiment peu claire...

Bien obscure, cette lettre, en effet, ou alors nous n'en avons pas compris le sens !

Première interprétation possible : vous disposez d'un détecteur de métaux perfectionné et vous souhaitez qu'il ne puisse pas déceler un objet métallique (?). Mais alors, il détectera quoi ?

Si c'est pour le rendre inutilisable, il vous suffit de le mettre volontairement en panne, par exemple en enlevant la batterie ou en sectionnant un circuit quelconque !

Seconde interprétation possible : vous avez des objets métalliques (un trésor !) enfoui dans votre jardin, et vous ne voudriez pas qu'un détecteur de métaux aussi perfectionné soit-il puisse le déceler... Dans ce cas, aucune parade possible, à moins d'enfouir les objets à une profondeur **extrêmement** importante.

●

RR – 11.13 : M. Richard IMBERT, qui a omis de nous préciser son adresse, nous entretient du montage de convertisseur continu/ alternatif 12 V/ 220 V décrit à la page 38 du numéro 1695.

Le non-fonctionnement du montage que vous avez réalisé provient certainement de l'erreur de dessin faite à la page 40 concernant les circuits imprimés. En effet, les pattes 6 et 7 du circuit intégré CI 2 doivent être reliées ensemble (fig. 6 et 7).

●

(suite page 114)

LE MICRO ORDINATEUR HECTOR 2 HR + AU BANC D'ESSAI



Vues générales d'Hector.

Si vous n'êtes pas un fervent lecteur des annonces publicitaires concernant la micro-informatique, ou si vous n'êtes pas un visiteur acharné du Sicob, vous êtes en droit de vous demander ce qu'est l'appareil que nous allons vous présenter aujourd'hui ; son nom est en effet peu connu, son fabricant ne l'est pas plus, et la forme de la chose est un peu inhabituelle. Malgré cela, Hector 2 HR + est un micro-ordinateur intéressant, capable de rivaliser avec les Oric et autres Spectrum de sa génération ; il sait en effet faire de la couleur, du graphique et des sons et, comme ses collègues, il parle Basic. Toutes ces caractéristiques assorties du fait que le produit est annoncé comme étant français nous ont incités à vous présenter ce banc d'essai.

PRESENTATION

Les photos qui agrémentent cet article ont déjà dû vous donner un aperçu de l'aspect de l'appareil et il ne reste plus qu'à vous en donner les dimensions pour constater que l'ensemble, sans être volumineux, est plus imposant que ce à quoi nous sommes habitués depuis quelque temps ; Hector occupe en effet une surface au sol de 470 mm sur 270 mm. Cette taille relativement importante est cependant compensée par le fait que le boîtier intègre à la fois un micro-ordinateur et son magnétophone à cassettes, ce qui est une solution intéressante à plus d'un titre. En effet, cela permet de bénéficier, lors de l'achat du micro-ordinateur, d'un magnétophone à cassettes neuf, donc théoriquement bien réglé ; cela élimine plusieurs câbles et prises reliant ordinateur et magnétophone, prises qui sont souvent l'objet de mauvais contacts, surtout si le magnétophone ne sert pas en permanence à cette application ; cela permet aussi de télécommander la mise en marche et l'arrêt du moteur du magnétophone par programme, ce qui est très agréable lors des opérations de sauvegarde et de chargement de programmes sur cassettes.

La partie supérieure droite d'Hector est donc occupée par ce magnéto-

RR – 11.09-F : M. Claude DANIERE, 70 VESOUL :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube 6 KD 6 ;

2° nous entretient du fonctionnement de son récepteur FRG 7700.

1° Le tube 6 KD 6 est une pentode de puissance présentant les caractéristiques suivantes (balayage horizontal en télévision) :

Chauffage = 6,3 V 2,85 A ; ρ = 6 kΩ ; S = 14 mA/V. En classe A : Va = 150 V ; Vg2 = 110 V ; Vg1 = – 22,5 V ; Ia = 120 mA ; Ig2 = 1,8 mA.

En émission, classe C : Va = 600 V ; Vg2 = 170 V ; Vg1 = – 50 V.

Brochage : voir figure RR-11.09.

2° A notre avis, votre récepteur FRG 7700 n'est pas décalé en fréquence. Le décalage « apparent » que vous observez, soit + 1,4 kHz, soit – 1,4 kHz, est précisément dû au fait que les émetteurs reçus fonctionnent soit en bande latérale supérieure, soit en bande latérale inférieure. Par ailleurs, les fréquences annoncées par les radioamateurs ne sont pas toujours rigoureuses pour la même raison que celle-ci exposée dessus, certains ne sachant pas tenir compte de la différence par rapport à l'affichage de leur transceiver ou de leur fréquencemètre. Il existe cependant des fréquencemètres comportant deux positions (USB et LSB) agissant sur l'affichage ; mais ils sont assez rares.

Pour vérifier véritablement l'étalonnage de votre récepteur, il faut vous placer en mode **« AM bande étroite »** et rechercher la réception de stations de radiodiffusion dont les fréquences sont parfaitement connues afin de pouvoir juger de la différence éventuelle.

Fig. RR – 11.09

RR – 11.10 : M. Lucien VIALLON, 21 DIJON :

1° nous entretient des antennes filaires susceptibles d'être utilisées sur des récepteurs à transistors ;

2° nous demande des renseignements sur l'appareil RR-SP-2 B.

1° En ce qui concerne les antennes filaires utilisées sur les récepteurs pour ondes décamétriques, il ne faut généralement pas dépasser une dizaine de mètres de longueur lorsque l'étage d'entrée de ce récepteur est à transistor bipolaire ordinaire (sous peine de transmodulation) ; les étages d'entrée amplificateurs HF à transistor MOS double porte peuvent supporter des longueurs d'antenne plus importantes sans risque de transmodulation.

La remarque de la page 366 de notre ouvrage « l'Emission et la Réception d'amateur » s'explique donc parfaitement par ce qui vient d'être dit. Mais, elle n'est pas valable, cela va de soi, sur VHF (144 MHz par exemple) où les antennes doivent être **accordées** aussi bien en réception qu'en émission.

2° L'appareil RR-SP-2 B porte également l'immatriculation R 298 bien connue et beaucoup plus répandue. Cependant, attention, il ne s'agit pas d'un émetteur-récepteur, mais d'un simple récepteur VHF.

Cet appareil date des années 1950 et sa description avait effectivement été publiée dans un numéro du « Haut-Parleur » de l'époque ; malheureusement, le numéro en question est totalement épuisé depuis bien longtemps.

De toute façon, à l'heure actuelle, ce récepteur ne présente pratiquement plus d'intérêt ; il ne reçoit qu'une seule fréquence déterminée par un quartz (bien que l'on puisse « bricoler » un VFO) et en AM seulement (en VHF, les radioamateurs utilisent maintenant la SSB et la FM).

RR – 11.11-F : M. Bernard FURNON, 75009 PARIS :

1° nous entretient d'un petit microphone-émetteur FM ;

2° nous demande comment vérifier la qualité ou le bon fonctionnement d'un quartz.

1° Dans le montage dont vous nous soumettez le schéma, il est certain que l'emploi d'un microphone électret (muni de sa propre pile) vous apporterait une modulation plus énergique, plus efficace, qu'un microphone piézoélectrique.

Par contre, l'instabilité de fréquence constatée est tout à fait normale puisque le montage ne comporte aucun étage de pilotage ou de stabilisation. Nous vous précisons d'ailleurs tout de suite que ce montage n'est pas modifiable pour l'adjonction éventuelle d'un tel étage pilote.

L'installation du montage soumis à l'intérieur d'une boîte métallique entièrement close pourrait néanmoins améliorer légèrement cette stabilité.

2° Pour vérifier un quartz, il suffit de le monter dans un oscillateur du type Pierce (le plus simple qui soit) dont le schéma avec valeurs est représenté sur la figure RR-11.11.

RR – 12.01 : M. B. ARNAUD, 24, rue des Peupliers, 35170 BRUZ, recherche :

1° le schéma du téléviseur Pizon-Bros type 51 D 75 ;

2° une THT type T 3024 équipée, entre autres, d'un BU 104.

Se mettre en relation **directement** avec notre correspondant à l'adresse indiquée. Merci.

RR – 12.02 : M. Jean CONDEMINE, 54 ESSEY-LES-NANCY, nous entretient du montage préamplificateur-compresseur avec « bip » de fin d'émission décrit dans notre n° 1685, page 209.

Le préamplificateur-compresseur a fonctionné dès la mise sous tension, nous dit-il ; par contre, pour le « bip », il m'a fallu réunir la patte 7 du SN 74121 (IC_2) à la masse.

En effet, il y avait bien là une erreur de dessin, et cette patte 7 doit être reliée à la masse ; rassurez-vous, c'est bien cela qu'il fallait faire !

Au sujet de ce montage, nous avons d'ailleurs publié depuis les rectifications qui s'imposaient : voir n° 1690, page 120 (4ᵉ colonne) et n° 1694, page 67, réponse RR-03.10.

Par ailleurs, nous vous remercions de vos aimables appréciations vis-à-vis de cette réalisation.

(suite page 172)

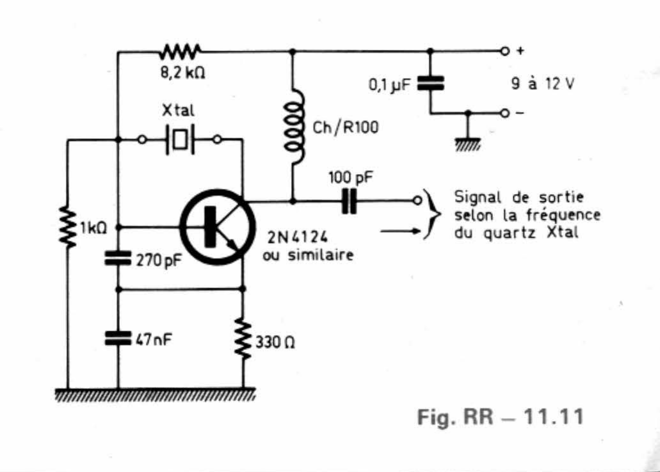
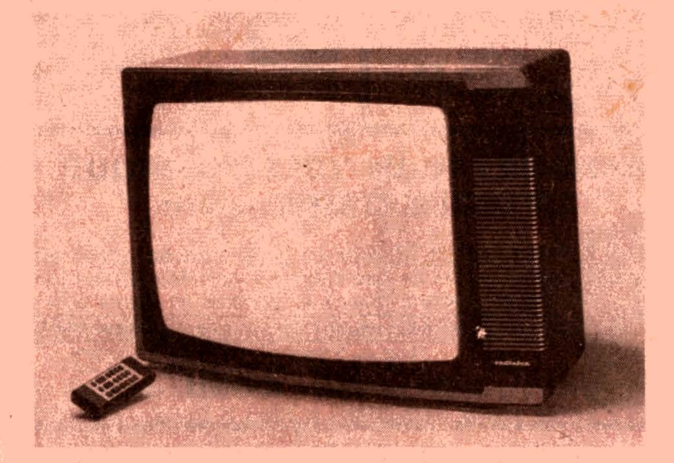


Fig. RR – 11.11

LES TELEVISEURS COULEUR RADIALVA RTV 8456 ET RTV 8467



Ces deux téléviseurs couleurs RTV 8456 (56 cm) et RTV 8467 (67 cm) ont des caractéristiques techniques identiques, ils sont équipés d'un tube PIL (Précision In Line). Système couleur Secam L.L'. UHF-VHF 625 lignes. Programmation par synthèse de fréquences, ce qui vous permet de régler votre téléviseur par affichage des canaux (même en l'absence d'émissions). Commandes à touches douces sous la trappe plexi-fumé. 16 canaux pré-réglables. Affichage digital (7 segments, 2 chiffres) des canaux et des chaînes. Puissance BF : 6 W.

Consommation 90 W/h, alimentation 220 V. Prises extérieures : Péritélévision, magnétophone, 2 haut-parleurs extérieurs (dont un avec coupure HP interne casque (en façade).

Une télécommande à distance à micro-processeur, livrée avec l'appareil. Toutes les opérations de programmation peuvent être effectuées à partir de la télécommande. Son micro-processeur permet les mémorisations et recherches mais également les réglages suivants : volume, couleurs, contraste et lumière avec affichage digital du niveau (sur le téléviseur) et le retour des réglages à leur valeur moyenne.

Touches : silence et mise en veille.

MIAMI LA REVUE DU CLUB DE MICRO-INFORMATIQUE DU LISH-CNRS

Cette revue est réalisée dans le cadre des activités du club Microtel, créé en décembre 1982, au sein du Laboratoire informatique en sciences humaines.

Dans cette revue vous pouvez trouver :

- des essais théoriques et appliqués en micro-informatique ;
- des articles de fond sur des logiciels spécialisés ;
- des projets en cours de réalisation développés par les différents groupes d'activités du club :
- des articles sur des différents thèmes appliqués à la micro-informatique : EAO, Médecine, Mathématique, Image...
- des articles généraux et d'initiation sur différents langages ;
- des comptes rendus des cours d'informatique, dispensés dans le cadre du Microtel-LISH.

Miami sera expédié gratuitement aux personnes et aux organismes en faisant la demande auprès du secrétariat du journal. Miami-Lish-CNRS, 54, boulevard Raspail, 75006 Paris.

BIBLIOGRAPHIES

L'ELECTRONIQUE NUMERIQUE PAR LA PRATIQUE par Edward J. PASAHO

Ce livre est conçu pour apprendre à utiliser les circuits intégrés (CI) dans des projets pratiques. Une expérience préalable de l'électronique n'est pas nécessaire pour comprendre les exemples.

Tout l'exposé est fondé sur les circuits logiques transistor-transistor (TTL) de la série courante 7400 – y compris la famille Schottky à faible consommation – et sur les circuits intégrés à semi-conducteur métal-oxyde complémentaires (C-MOS) de la série 4000. Les principes sont illustrés par les CI réels, fournissant un grand nombre de circuits utiles et rendant apparente la « réalité » du matériel.

Chaque chapitre présente un jeu de CI qui effectuent une fonction déterminée. Les illustrations complètent le texte en résumant les points clés. Elles constituent une sorte d'exposé visuel.

Avec ce livre et un minimum d'équipement, techniciens, ingénieurs et amateurs seront en mesure d'apprendre seuls la technologie des circuits intégrés, de construire, comprendre et dépanner les circuits numériques abordés.

Table des matières : Introduction aux circuits intégrés – Premiers pas – Circuits intégrés 5400/7400 – Série 4000 de circuits intégrés C-MOS – Circuits logiques – Circuits arithmétiques et logiques – Bascules – Registres et compteurs – Mémoires – Voyants et afficheurs à semi-conducteurs – Familles 54/74 de circuits TTL compatibles : feuilles de données – Liste de composants – Index.

Editeur : McGraw Hill.

Initiation à la pratique de l'électronique

AMPLIFICATEURS B.F. DE PETITE PUISSANCE

Cet article aborde l'étude des amplificateurs B.F. de petite puissance à transistors.
Nous définissons d'abord la classe d'un amplificateur : classe A pour un seul transistor en sortie, et classe B ou AB pour les étages à deux transistors. Ces derniers amplificateurs, du type « push-pull » peuvent être du type parallèle (avec transformateur) ou série « complémentaire » (avec un couple NPN/ PNP) ou encore « quasi complémentaire » (avec deux transistors du même type).
Beaucoup de ces amplificateurs étant alimentés sur piles, il y a lieu de prendre en considération le rendement (25 à 50 % au maximum pour la classe A, 60 à 78 % pour la classe AB et B).
Le type de circuit étant choisi, il faut ensuite savoir quel transistor utiliser suivant ses valeurs limites (puissance dissipée sur le collecteur, valeurs maximales de V_{CE} et de I_C).
La puissance de sortie désirée détermine aussi le choix des éléments (alimentation et impédance de la bobine mobile).
Le lecteur devra se souvenir de la formule $P = U^2/8\,Z$.
Nous terminerons par quelques précisions sur les transformateurs. Ils peuvent être utilisés dans les amplificateurs comme déphaseur pour le push-pull ou pour l'adaptation dans les modèles parallèles.

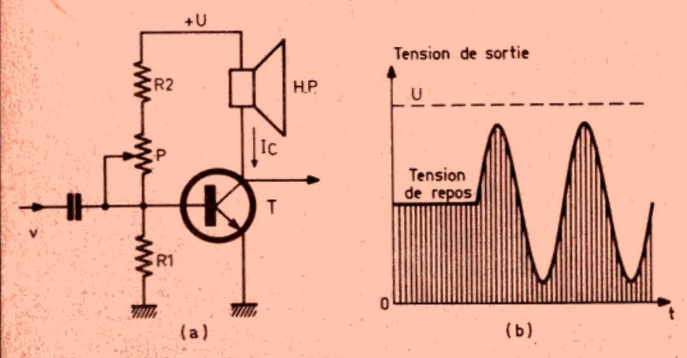


Fig. 1. – Schéma d'un amplificateur classe A (a) et représentation de la tension de sortie (b).

Classe A, classe B, classe AB

La « classe » d'un amplificateur définit sa polarisation.

La classe A est la plus courante pour les amplificateurs de tension. La tension de repos sur le collecteur est généralement égale à la moitié de la tension d'alimentation U. Cette tension continue se règle en jouant sur la tension de polarisation du transistor (potentiomètre P de la figure 1-a).

Un signal alternatif v étant appliqué à l'entrée de l'étage, on retrouve en sortie cette tension amplifiée variant de part et d'autre de la tension de repos collecteur (fig. 1-b).

En choisissant bien cette tension de repos, le transistor peut donner en sortie une tension alternative dont la valeur crête à crête sera légèrement inférieure à la tension d'alimentation U afin d'éviter les écrêtages.

La classe A se caractérise par un faible rendement énergétique. Au repos, c'est-à-dire sans signal à l'entrée, l'amplificateur consomme une puissance non négligeable égale à :

$$\frac{U}{2} \times I_C$$

Cette consommation réduit inutilement la vie des piles d'un appareil autonome.

La classe B est celle des amplificateurs de puissance du type « push-pull ». Elle se caractérise par le fait qu'en l'absence de signal d'entrée le courant collecteur est pratiquement nul. La valeur de la tension de repos collecteur est donc égale à la tension U. Sur la figure 2-a est représenté un étage amplificateur à transistor NPN polarisé en classe B. Dans cet étage, le circuit de polarisation (R_2 et P) a été supprimé : au repos, I_B et I_C sont de valeur nulle. Quant au signal d'entrée, seules les alternances positives (1 et 3) sont amplifiées. Le gain du transistor est calculé pour que les alternances ne dépassent pas la valeur de la tension U d'alimentation. Sur la même figure (en b), nous avons le même circuit, mais le transistor est du type PNP et pour cela la tension d'alimentation a été inversée. Ici, seules les alternances négatives (2 et 4) sont amplifiées. Nous verrons que, dans un push-

pull, les deux alternances sont reconstituées dans la charge de l'étage.

Avec la classe B, la puissance de sortie est plus forte, le rendement est meilleur, mais le circuit nécessite deux transistors au lieu d'un seul. Le raccordement des deux alternances apporte une distorsion dite de « cross-over ». Celle-ci est supprimée dans les amplificateurs classe AB.

La figure 3 nous montre un étage polarisé en classe AB. Un courant de repos existe en permanence dans le transistor. La chute de tension, due à ce courant, est égale à $I_C \times R_C$. Elle fait que la tension de repos collecteur est légèrement inférieure à la tension d'alimentation. Le rendement est légèrement réduit mais la distorsion de raccordement a disparu.

Amplificateur classe A

Commençons par le plus simple, l'amplificateur classe A à un seul transistor. Nous en avons représenté un sur la figure 4. Le transistor est un BC108, chargé par un haut-parleur de 80 Ω et alimenté par deux piles de 4,5 V en série. Nous donnons également sur cette figure la droite de charge. (Pour davantage de précisions, voir notre article paru dans « le Haut-Parleur » du mois de septembre 1983.) La tension de repos collecteur est de 4,5 V et le courant de repos est alors de :
56 mA (4,5 V/80 Ω).

La valeur crête à crête de la tension de sortie sera de l'ordre de 7 V pour éviter les écrêtages (point de saturation), ce qui donne, en valeur efficace, une tension de 2,5 V (7/2 × 0,707) et une puissance de sortie dans le haut-parleur de 78 mW ($(2,5)^2/80$) ce qui est plutôt faible. Quant à la puissance demandée à l'alimentation, elle est, au repos, de 500 mW (9 V × 56 mA). Cette puissance, perdue et transformée en chaleur dans le transistor, est forte par rapport à la puissance utile envoyée au haut-parleur.

Cette solution d'amplificateur peut être retenue si on ne se contente que d'une puissance assez faible, et pour un fonctionnement intermittent afin de ne pas trop tirer sur les piles. On démontre que dans cette application précise, charge directement connectée sur la charge d'un transistor polarisé en classe A, le rendement (Puissance utile/ Puissance fournie) est tout au plus égal à 25 %. Ainsi, si vous voulez avoir 1 W dans le haut-parleur, il faudra compter sur une puissance de 4 W demandée par le transistor, sans compter le courant demandé pour la polarisation et pour les préamplificateurs.

Les impédances de haut-parleur étant généralement assez faibles (quelques ohms), on utilise alors avec avantage un transformateur entre le transistor et la charge (fig. 5). Le rendement est tout de suite doublé, il peut atteindre 50 %.

La résistance ohmique du transformateur est faible, et la tension collecteur de repos a pour valeur la tension U. La droite de charge en continu est une ligne pratiquement verticale partant de la valeur 9 V (tension d'alimentation). La droite de charge en alternatif est plus inclinée, elle dépend de l'impédance de la bobine mobile rapportée au primaire.

Prenons une application pratique. Nous disposons d'un haut-parleur dont l'impédance de la bobine mobile est de 2,5 Ω et dont l'impédance primaire est de 160 Ω (impédance rapportée).

Pour davantage de renseignements sur les transformateurs, se reporter au dernier paragraphe.

Les droites de charge ont été dessinées sur la figure 5-b. Elles ont été tracées de la façon suivante. On commence par tracer la droite de charge en continu, elle part de l'axe V_{CE} (valeur de la tension d'alimentation), elle est pratiquement verticale puisqu'elle correspond à la valeur ohmique, très faible, du primaire. L'intersection avec le courant I_B de polarisation nous donne le point de repos P. La droite de charge en alternatif passe nécessairement par ce point P. Cette dernière sera plus ou moins inclinée suivant la valeur rapportée au primaire. Pour tracer cette droite de charge, on se définit une variation ΔV, égale par exemple à 5 V. De cette valeur on déduit

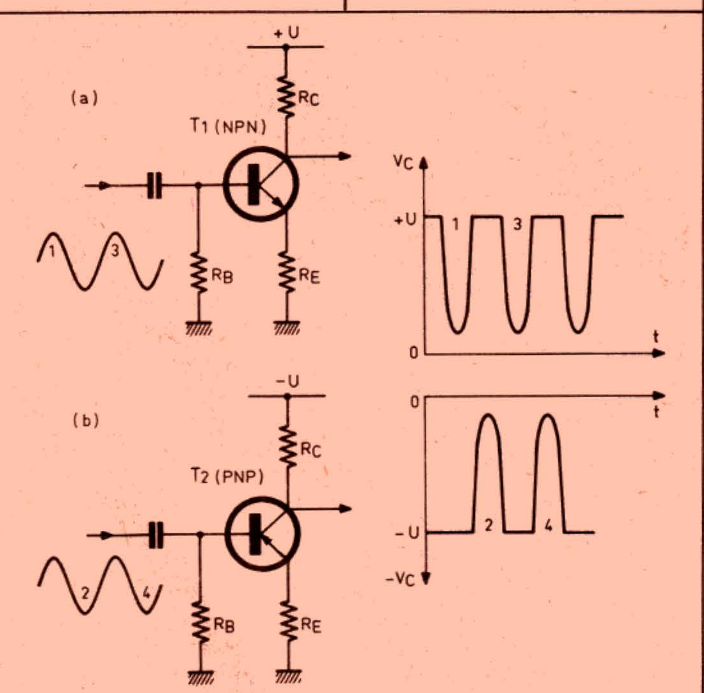


Fig. 2. – Schémas d'amplificateurs polarisés en classe B utilisant un NPN (en a) et un PNP (en b).

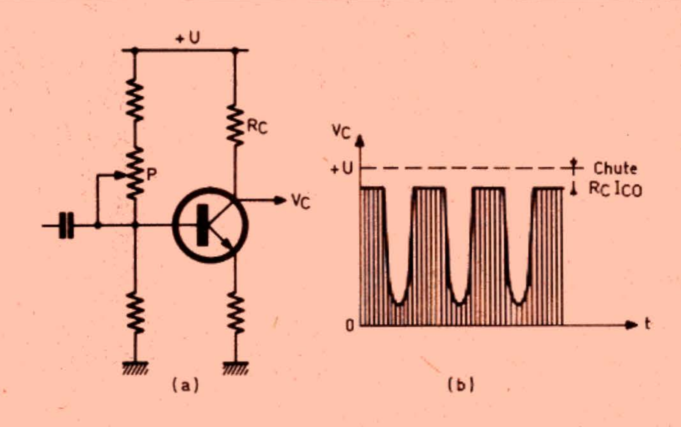


Fig. 3. – Amplificateur polarisé en classe AB (a) et sa tension de sortie (b).

une variation de courant ΔI égale à

$$\frac{\Delta U}{Z}$$

Z étant l'impédance ramenée au primaire. Dans notre exemple, ΔI = 31,25 mA. Ainsi, on obtient le point x permettant de tracer la droite.

La tension de sortie de 16 V crête à crête et le courant de sortie de 82 mA crête à crête ont une valeur efficace respectivement de 5,65 V et 29 mA, soit une puissance de 164 mW dans le haut-parleur. La puissance fournie par la source est de l'ordre de 500 mW. Le rapport entre ces deux puissances est de 3 alors qu'il était de 7 sans transformateur d'adaptation.

Amplificateur classe AB

Que l'amplificateur soit polarisé en classe B ou en classe AB, le circuit utilisé est le push-pull dont nous représentons le schéma sous sa forme « parallèle » sur la figure 6 pour en expliquer le fonctionnement.

Le schéma comporte deux transformateurs : le déphaseur et le transformateur de sortie. Quelques alternances sont numérotées à l'entrée. Au secondaire du transformateur-déphaseur à prise médiane, on retrouve les mêmes alternances mais déphasées de 180° les unes par rapport aux autres. Le transistor T_1 amplifie les alternances positives 1, 3, 5... tandis que T_2 (également du type NPN) se charge d'amplifier les alternances positives 2, 4, 6... présentes sur sa base. Ces périodes complètes sont reconstituées dans le transformateur de sortie.

Si le point M du schéma est relié directement à la masse, l'étage de puissance fonctionne en classe B. Ce point peut être relié à un pont de résistances afin de laisser passer un faible courant de repos dans les transistors, l'amplificateur est alors polarisé en classe AB.

Nous voyons que ce cir-

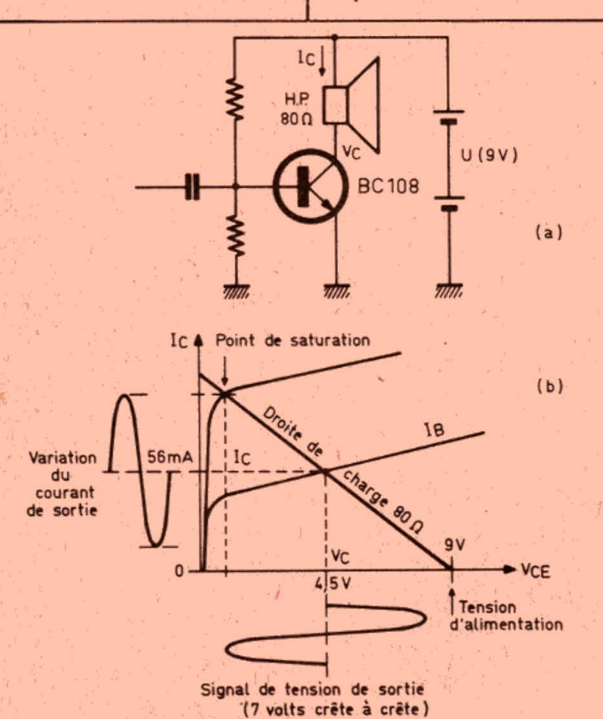


Fig. 4. – L'amplificateur le plus simple (a) et sa droite de charge (b).

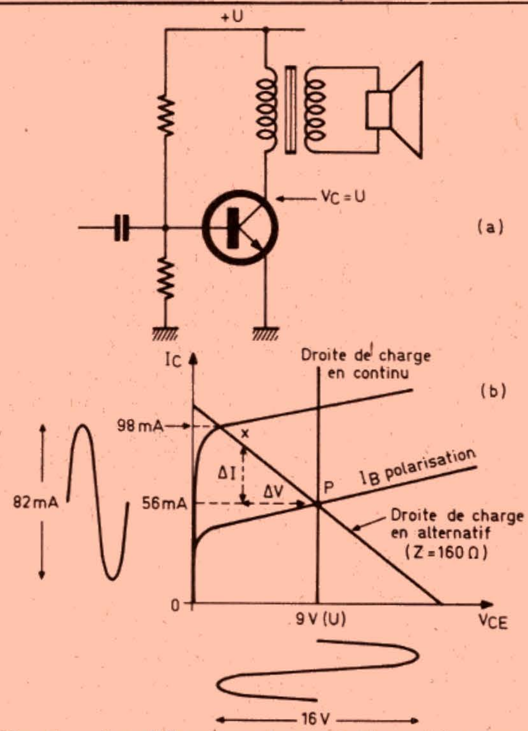


Fig. 5. – Amplificateur classe A chargé à travers un transformateur (a) et sa droite de charge (b).

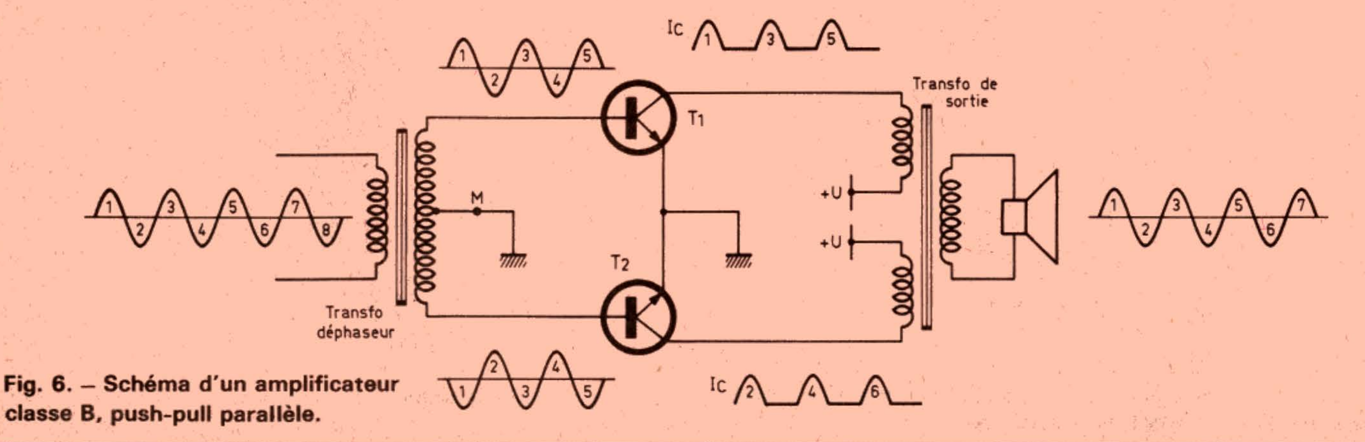


Fig. 6. – Schéma d'un amplificateur classe B, push-pull parallèle.

cuit nécessite l'emploi de deux transformateurs. Il existe des montages push-pull sans transformateurs : push-pull « série » et à « symétrie complémentaire » utilisant un couple de transistors PNP/NPN. Nous en avons représenté un sur la figure 7. Pendant le temps t_1, l'alternance positive est amplifiée par T_1 tandis que T_2 est bloqué. Inversement, pendant l'alternance négative, c'est T_2 qui amplifie et T_1 qui est bloqué. Le haut-parleur est connecté entre les émetteurs et la masse. L'inconvénient est la nécessité d'une alimentation spéciale. D'autre part, il faut des transistors NPN et PNP ayant des caractéristiques très proches.

Citons également le push-pull série « quasi complémentaire » utilisant deux transistors de puissance du même type (fig. 8). Le transistor T_1 (classe A) transmet le signal aux deux transistors d'attaque (ou « drivers ») PNP et NPN polarisés en classe AB. Les émetteurs de ceux-ci sont reliés à deux transistors de puissance NPN. Les transistors T_2 et T_4, de même que T_3 et T_5 sont montés en darlington. Le point milieu de l'alimentation peut être supprimé par l'emploi d'un condensateur de très forte capacité (supérieure ou égale à 1 000 µF). Celui-ci est alimenté en permanence par l'alimentation et la tension à ses bornes est égale à U/2 (fig. 9).

Rendement de l'étage de sortie

Lorsque la charge est branchée directement au transistor de sortie, comme c'est le cas pour les amplificateurs de petite puissance en classe A (fig. 4), le rendement est tout juste égal à 25 %. On sait que le rendement d'un étage est égal au rapport de la puissance utile (c'est-à-dire la puissance dans la charge) sur la puissance fournie (c'est-à-dire la puissance donnée par l'alimentation).

La puissance utile est le produit de la tension efficace de sortie par le courant efficace de sortie. La valeur crête à crête de tension est grosso modo égale à la tension d'alimentation U, sa valeur crête est égale à la tension collecteur V_C et sa valeur efficace à $V_C/\sqrt{2}$. De même, le courant I_C de sortie a pour valeur efficace $I_C/\sqrt{2}$.

Quant à la puissance fournie par l'alimentation, sa valeur est $U \times I_C$ ou encore (puisque $U = 2V_C$) à $2V_C \times I_C$.

Le rendement est donc :

$$\frac{\text{Puissance de sortie}}{\text{Puissance fournie}} = \frac{\frac{V_C}{\sqrt{2}} \times \frac{I_C}{\sqrt{2}}}{2\,V_C \times I_C}$$

soit en simplifiant 1/4 ou 25 %.

Pour le montage en question, le rendement ne peut en aucun cas dépasser cette valeur. Ces 25 % ne seraient atteints qu'avec des transistors ayant une tension de saturation nulle et pour un emploi en pleine puissance. En pratique, si on désire une pleine puissance de 1 W avec ce montage, l'alimentation doit être prévue pour sortir une puissance supérieure à 4 W.

Si le transistor est chargé à travers un transformateur (fig. 5), le rendement de l'étage est doublé, puisqu'il n'y a pas de puissance perdue dans la charge au repos. La tension efficace de sortie est $U/\sqrt{2}$, le courant de sortie est égal à $I_C/\sqrt{2}$, tandis que la puissance fournie par l'alimentation est $U \times I_C$, ce qui donne un rendement de :

$$\frac{\frac{U}{\sqrt{2}} \times \frac{I_C}{\sqrt{2}}}{U \times I_C} = \frac{1}{2}$$

ou 50 %. Pour 1 W de sortie, l'alimentation devra fournir au moins 2 W. On suppose que le rendement du transformateur est bon, ce qui est généralement le cas.

Le rendement d'un étage push-pull classe B est encore supérieur puisque l'alimentation ne donne de la puissance que lorsqu'il y a un signal à l'entrée de l'amplificateur. Nous représentons sur la figure 10 les courbes caractéristiques des transistors du push-pull et sur la figure 11 la forme du courant donnée par l'alimentation, pour un signal sinusoïdal amplifié par l'étage.

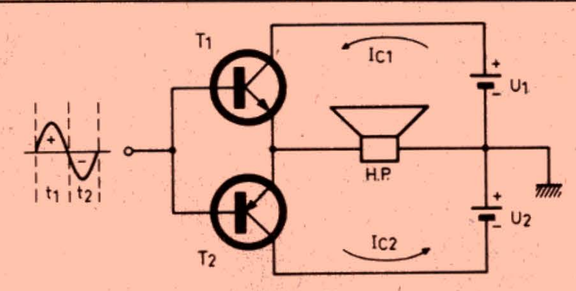


Fig. 7. – Push-pull « série » à symétrie complémentaire utilisant un couple PNP/NPN. Ce montage n'a pas de déphaseur mais il nécessite une alimentation à point milieu.

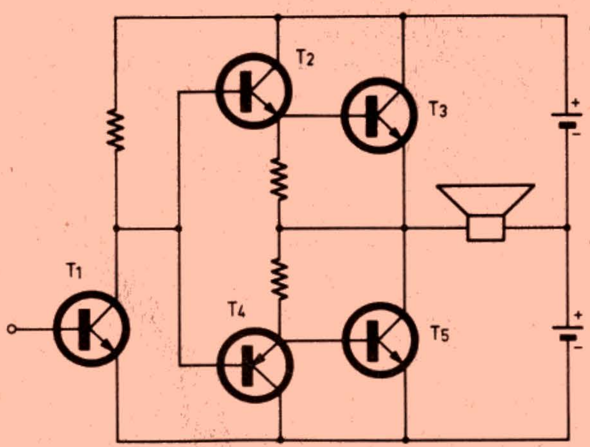


Fig. 8. – Push-pull série « quasi complémentaire » les deux transistors de sortie sont du même type.

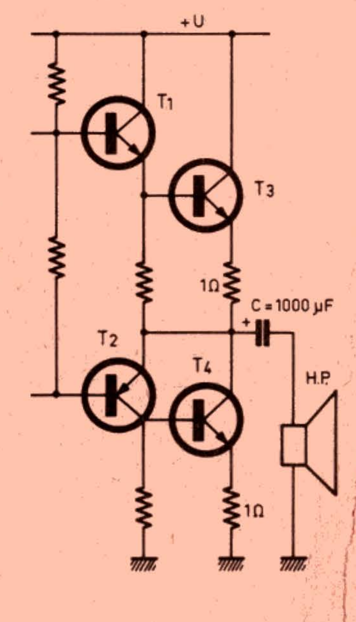


Fig. 9. – Schéma un peu moins théorique d'un push-pull série quasi complémentaire. Le condensateur C est chargé en permanence à U/2.

Pour fournir ce courant, l'alimentation doit sortir un courant moyen égal à :

$$\frac{2 \times I_{C\,max}}{\pi}$$

pour les deux transistors du push-pull.

La puissance fournie est donc :

$$U \times \frac{2\,I_{C\,max}}{\pi}$$

(avec $U = V_{C\,max}$).

La puissance fournie par l'étage est :

$$\frac{V_{C\,max}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{C\,max}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{C\,max} \times I_{C\,max}}{2}$$

et le rendement de l'étage est égal à :

$$\frac{\frac{V_{C\,max} \times I_{C\,max}}{2}}{\frac{2\,V_{C\,max} \times I_{C\,max}}{\pi}} = \frac{\pi}{4}$$

soit 78,5 %. Ainsi, en pratique, pour sortir une puissance de 1 W, notre alimentation doit être prévue pour sortir au moins une puissance de 1,27 W.

Si l'étage push-pull est polarisé en classe AB, il faut tabler sur un rendement de 60 % environ.

Quel transistor choisir ?

Un problème qui laisse perplexes beaucoup de novices est le choix du transistor de sortie. Combien de fois a-t-on entendu des réflexions comme : « J'ai besoin de 4 W en sortie, je voudrais un transistor ayant une puissance collecteur max. de 4 W. »

Il faut savoir que chaque transistor du push-pull série dissipe, au maximum, une puissance égale à 20 % de la puissance de sortie (puissance dans la bobine mobile). En pratique, si la puissance de sortie demandée est de 4 W, on devra choisir des transistors de sortie ayant un $P_{C\,max}$ de 800 mW, ce qui se traduit par la formule (démontrée dans l'encadré) :

$$P_{C\,max} = 0{,}2 \times P_{sortie}$$

De même, il est indispensable de bien choisir un transistor possédant un $I_{C\,max}$ et un $V_{C\,max}$ qui soient suffisants.

Le courant $I_{C\,max}$ est donné par la loi d'Ohm : la tension aux bornes du transistor (U/2) divisée par l'impédance de la bobine mobile.

La tension $V_{C\,max}$ est égale à la tension d'alimentation U. Lorsqu'un transistor est à la saturation, la presque totalité de la tension d'alimentation se trouve aux bornes de l'autre transistor de sortie. Les formules ci-dessous sont donc à appliquer :

$$I_{C\,max} = \frac{U}{2\,Z_{bob.\,mob.}}$$

et $V_{C\,max} = U$

Notons qu'avec un transistor NPN du type BC 107 (boîtier TO18), dont le $P_{C\,max}$ est de 0,25 W, nous pouvons sortir une puissance de 1,25 W.

$$\left(P_{sortie} = \frac{P_{C\,max}}{0{,}2}\right)$$

Avec un transistor NPN comme le BC 140 (boîtier TO39, $P_{C\,max}$ = 0,65 W), cette puissance peut atteindre 3,25 W. Pour des puissances plus élevées, il nous faut recourir à un modèle dont le boîtier se fixe sur un radiateur.

En ce qui concerne la tension, les transistors cités ont un $C_{Ce\,max}$ de 40 V. Cette limite est de 20 V pour les BC 108 et BC 109 (boîtier TO18).

Le courant $I_{c\,max}$ ne doit pas dépasser 100 mA pour les BC 107, 108 et 109, et 1 A en ce qui concerne le BC 140. Il sera indispensable de prendre en considération ce courant pour le choix du haut-parleur et de l'alimentation.

A quelle puissance de sortie peut-on s'attendre ?

Il existe une relation entre la tension d'alimentation U, l'impédance Z de la bobine mobile et la puissance P de sortie de l'amplificateur. En d'autres termes, avec une tension U donnée et un haut-parleur d'impédance Z, il n'est pas possible de dépasser une certaine puissance P.

Cette puissance est facilement calculable. Avec des transistors parfaits, c'est-à-dire ayant une ten-

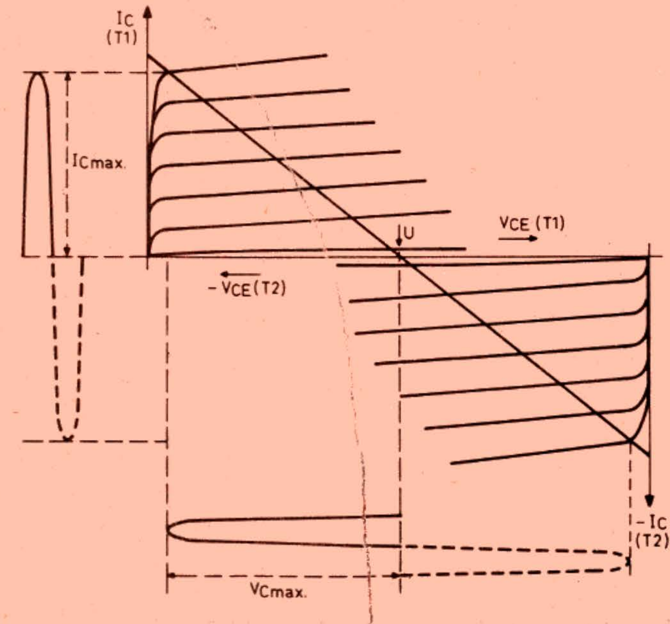


Fig. 10. – Courbes caractéristiques d'un push-pull classe B.

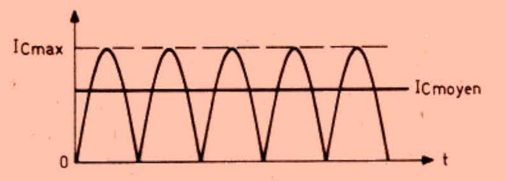


Fig. 11. – Courant donné par l'alimentation. La valeur du courant moyen fourni par l'alimentation est égal à : $2\,I_{C\,max}/\pi$

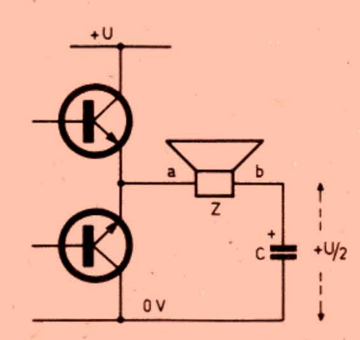


Fig. 12. – La tension au point b est fixe et égale à + U/2. La tension en a peut varier de 0 V à + U.

sion de saturation nulle, la variation de tension aux bornes de Z (fig. 12) a une valeur crête égale à U/2 (le point b est fixe et égal à + U/2, tandis que le point a peut varier de 0 à + U). Le courant crête dans Z se trouve donc être égal à :

$$\frac{U}{2} \times \frac{1}{Z} \text{ (loi d'Ohm)}$$

La puissance étant le produit d'une tension efficace par un courant efficace, la puissance de sortie (dans Z) est égale à :

$$P = V_{eff} \times I_{eff} = \frac{U}{2\sqrt{2}} \times \frac{U}{2\sqrt{2}\,Z}$$

ce qui nous donne une formule à ne pas oublier :

$$P = \frac{U^2}{8Z}$$

Ses autres formes sont :

$$Z = \frac{U^2}{8P}$$

et $U = \sqrt{8PZ}$

Prenons quelques exemples numériques. Si nous possédons un haut-parleur de 8 Ω et disposons d'une source de 9 V, est-il possible d'obtenir une puissance de 3 W dans le haut-parleur ? En appliquant la formule :

$$P = \frac{U^2}{8Z}$$

nous constatons que la puissance ne peut pas dépasser 1,26 W :

$$\left(\frac{9\ V \times 9\ V}{8 \times 8\ \Omega} = 1{,}26\ W\right)$$

En réalité cette puissance dépasserait à peine 1 W, car on devrait prendre en considération la tension de déchet des transistors. En plus de cela, il existe souvent une petite résistance de l'ordre de 1 Ω dans le circuit émetteur, ce qui entraînerait également une perte de puissance.

Mais, restons dans notre exemple, nous tenons absolument à une puissance de sortie de 3 W. Il existe deux solutions, soit augmenter la tension d'alimentation, soit changer de haut-parleur et choisir une autre impédance, plus faible.

Dans le premier cas, la nouvelle alimentation devra nous fournir une tension calculée par la formule :

$$U = \sqrt{8PZ}$$

ce qui nous donne 14 V environ ($\sqrt{8 \times 3\ W \times 8\ \Omega}$ = 13,85 V). En pratique, nous choisirons une tension légèrement supérieure (17 V par exemple).

Si la tension de 9 V nous est imposée, il nous faut prendre un haut-parleur dont l'impédance nous serait indiquée par la relation :

$$Z = \frac{U^2}{8P}$$

soit inférieure à 3,3 Ω. La meilleure solution est encore d'augmenter la tension d'alimentation, une impédance aussi faible n'étant pas courante.

Précisions sur les transformateurs

Un transformateur est utilisé lorsqu'on désire élever ou abaisser une tension alternative. Le rapport entre primaire et secondaire (fig. 13) dépend entièrement du rapport entre le nombre d'enroulements primaire et le nombre d'enroulements secondaire. Autrement dit :

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{E_s}{E_p} = n$$

n est le rapport de transformation. Si le transformateur modifie l'amplitude de la tension, il modifie également, mais dans un rapport inverse, l'amplitude du courant :

$$\frac{I_S}{I_P} = \frac{1}{n}$$

Ainsi, si le transformateur est élévateur de tension, le secondaire, aux bornes duquel se trouve une tension plus élevée, est traversé par un courant plus faible. Soit un transformateur chargé d'abaisser la tension du secteur 220 V à 22 V, c'est-à-dire d'un rapport n de 1/10, le courant quant à lui se trouve être 10 fois plus

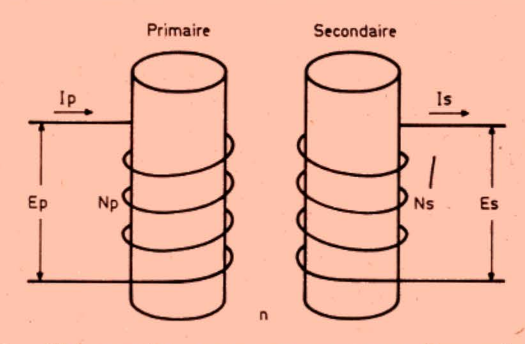


Fig. 13. – Un transformateur se compose d'un primaire et d'un secondaire.

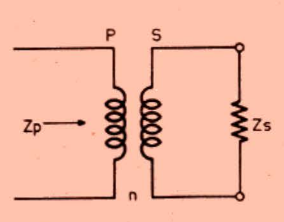


Fig. 14. – L'impédance Z_p ramenée au primaire est égale à : Z_S/n^2.

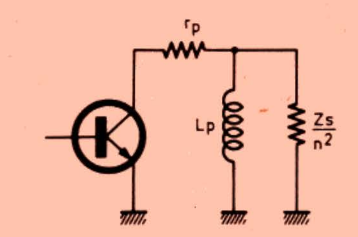


Fig. 16. – Schéma équivalent du transformateur. L'impédance L_P shunte l'impédance rapportée.

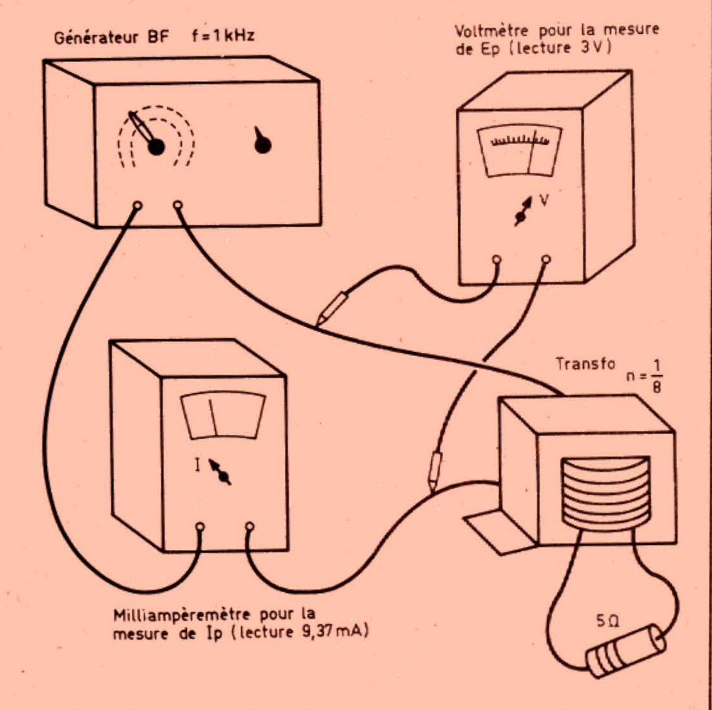


Fig. 15. – Mesure de l'impédance rapportée au primaire.

élevé dans le secondaire que dans le primaire. Et c'est pour cela que l'enroulement du secondaire sera bobiné avec un fil beaucoup plus gros.

En principe, la puissance transmise ne change pas. En réalité, il y a une légère perte de transmission (échauffement du transformateur) et le rendement est quand même bon.

Un autre phénomène très important et d'un grand intérêt est l'impédance ramenée au primaire (fig. 14). Considérons un circuit comportant un transformateur dont le secondaire est chargé par une résistance. Si nous pouvons mesurer l'impédance aux bornes du primaire et effectuer quelques expériences, nous constatons que cette impédance dépend, d'une part, de la charge aux bornes du secondaire, d'autre part, du rapport de transformation n.

Sur la figure 15, la tension sinusoïdale E_P aux bornes du primaire provient d'un générateur B.F. En mesurant la tension aux bornes du secondaire, nous voyons que nous avons bien le rapport :

$$n = \frac{E_S}{E_P}$$

soit $E_P = \dfrac{E_S}{n}$

De même, le courant I_P est égal à $I_S \times n$. Ce transformateur présente aux bornes de son primaire une impédance :

$$Z_P = \frac{E_P}{I_P}$$

En remplaçant E_P et I_P respectivement par E_S/n et $I_S \times n$, Z_P devient égal à :

$$\frac{E_S}{n} \times \frac{1}{I_S \times n}$$

soit $\dfrac{E_S}{I_S} \times \dfrac{1}{n^2}$

Le rapport E_S/I_S n'est autre que la valeur Z_S. En conclusion, cette impédance aux bornes du primaire est donnée par la formule :

$$Z_P = \frac{Z_s}{n^2}$$

Z_P est l'impédance ramenée au primaire. Il est important de remarquer qu'en continu la valeur ohmique aux bornes du primaire est égale à la résistance plutôt faible des enroulements, de l'ordre de la dizaine d'ohms, tandis qu'en alternatif l'impédance peut devenir élevée, même en chargeant le secondaire par une faible résistance.

Sur la figure 15, la résistance de 5 Ω pourrait représenter l'impédance d'une bobine mobile de haut-parleur. Le rapport de transformation est donné pour être égal à 1/8, l'impédance rapportée au primaire est :

$$Z_p = \frac{5}{\left(\frac{1}{8}\right)^2} = 5 \times 64$$

$= 320\,\Omega$.

Si nous chargeons le secondaire avec 8 Ω, Z_p devient égal à 512 Ω, tandis que la résistance ohmique du primaire ne varie pas.

L'inductance primaire se trouve aussi parmi les caractéristiques données par les constructeurs de transformateurs. C'est que l'enroulement constituant le primaire ne doit pas présenter une réactance inductive ($L\omega$) trop faible aux fréquences les plus basses, sinon l'impédance chargeant le transistor faiblit, et la transmission des signaux de fréquence basse s'effectuera moins bien.

Théoriquement, au point de vue charge, et sans trop entrer dans les détails, le circuit équivalent à la sortie du transistor est donné sur la figure 16. La résistance ohmique du primaire r_P est en série avec l'inductance primaire L_P aux bornes de laquelle se trouve l'impédance de la charge ramenée au primaire. On voit tout l'intérêt d'avoir un L_P élevé. Pour les transformateurs de sortie d'amplificateurs de petite puissance, L_P est de l'ordre de quelques centaines de millihenrys.

J.-B. P.

Puissance dissipée par transistor

La puissance dissipée par l'ensemble des deux transistors est égale à la puissance fournie par la source moins la puissance utile, soit :

Puissance alim. – Puissance sortie

La puissance dissipée par transistor est donc :

$$\frac{\text{Puissance alim.} - \text{Puissance sortie}}{2} \quad \text{ou}$$

$$\frac{U_{alim.} \times 2\, I_{C\,max}}{2\pi} - \frac{V_{C\,max} \times I_{C\,max}}{4}.$$

On peut remplacer $U_{alim.}$ par $V_{C\,max}$ et prendre comme puissance de sortie le produit de la résistance de charge par le carré du courant efficace :

$$R\ \text{charge} \times \left(\frac{I_{C\,max}}{\sqrt{2}}\right)^2,$$ qui peut encore s'écrire :

$$R\ \text{charge} \times \frac{(I_{C\,max})^2}{2}.$$

La puissance dissipée par transistor devient donc :

$$\frac{V_{C\,max}\, I_{C\,max}}{\pi} - \frac{R\ \text{charge}\ (I_{C\,max})^2}{4}$$

Cette puissance en fonction de I passe par un maximum, cette valeur maximale est donnée par l'annulation de la dérivée.

$$\frac{d\,P_{diss.}}{d\,I} = \frac{V_{C\,max}}{\pi} - \frac{R\ \text{charge}\ I_{C\,max}}{2} = 0$$

$I_{C\,max}$ a alors pour valeur :

$$\frac{2\,V_{C\,max}}{\pi\ R\ \text{charge}}$$

La puissance dissipée max. par transistor peut donc maintenant s'écrire :

$$P_{diss.\,max} = \left(\frac{V_{C\,max}}{\pi} \times \frac{2\,V_{C\,max}}{\pi\,R_{charge}}\right) - \left(\frac{R_{charge}}{4} \times \frac{4\,(V_{C\,max})^2}{\pi^2\,(R_{charge})^2}\right)$$

$$= \frac{(V_{C\,max})^2}{\pi^2\,R_{charge}}$$

Le rapport $\dfrac{\text{Puiss. dissipée max}}{\text{Puiss. utile}}$ a pour valeur :

$$\frac{\left(\dfrac{(V_{c\,max})^2}{\pi^2\,R_{charge}}\right)}{\left(\dfrac{(V_{c\,max})^2}{2\,R_{charge}}\right)} = \frac{2}{\pi^2} \simeq 0{,}2 \text{ soit :}$$

P diss. max ≃ 0,2 P utile max

ou

P utile max ≃ 5 P diss. max

UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

NOUVELLE GAMME de matériel de sécurité et de protection antivol SANS FIL.

— Centrale d'alarme télécommande digitale
— Détecteur de présence à télécommande digitale
— Détecteur d'ouverture, instantanée ou retardée
— Emetteur-récepteur

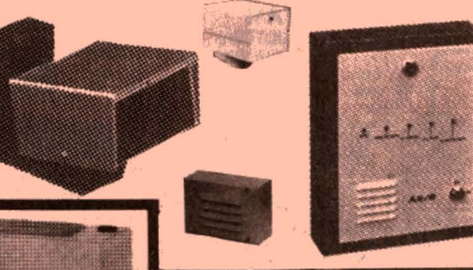
Exemple de prix

COMMANDE A DISTANCE

Codée, 259 combinaisons pour porte de garage ou autre applications. Circuit normalement fermé ou normalement ouvert. Alimentation récepteur 12 ou 24 V - Alimentation émetteur 9 V PORTEE 100 m

L'ENSEMBLE émetteur/récepteur **980 F** Dossier complet 15 F en timbres

LE DEFI BLOUDEX. CENTRALE D'ALARME 4 ZONES



— 1 zone temporisée N/F
— 1 zone immédiate N/O
— 1 zone immédiate N/F
— 1 zone autoprotection permanente (chargeur incorporé), etc.
— **1 RADAR** hyperfréquence, portée réglable 3 à 15 m + réglage d'intégration
— **2 SIRENES** électronique modulée, autoprotégée
— **1 BATTERIE** 12 V, 6,5 A., étanche, rechargeable
— **50 mètres** de câble 3 paires 6/10
— 4 détecteurs d'ouverture ILS

PRIX **2965 F** TTC (envoi en port dû SNCF)

CENTRALE D'ALARME CT 02

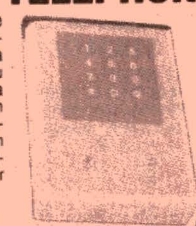
- 2 zones individuelles de détection avec mémorisation d'alarme sur chaque zone
- Circuit analyseur sur chaque voie pour contact inertiel
- Temporisation d'entrée et durée d'alarme réglable
- Détection : un circuit détecteur immédiat, un circuit de détection retardé, un circuit de détection et contrôle 24 h/24 h de l'ensemble des détecteurs RADAR-CONTACT NF, contact inertiel et avertisseur d'alarme
- Alimentation : **entrée** 220 V, chargeur régulé en tension et courant ; **sortie** 12 V pour RADAR hyperfréquence, RADAR infra-rouge, sirène extérieure auto-alimentation, autoprotégée. Sortie pré-alarme, sortie pour éclairage des lieux et transmetteur téléphonique

1 900 F Franco de port

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection ; s'assure que la ligne est disponible ; compose le numéro programmé ; en cas de (non réponse) ou (d'occupation) renouvelle l'ensemble de ces opérations jusqu'à ce que (l'appelé) décroche son combiné. Emet alors un signal sonore caractéristique pendant une quinzaine de secondes ; confirme l'information par son second appel dans les 30 secondes suivantes.

Non homologué. **Prix 1 250 F.** Quantité limitée. Frais port 45 F



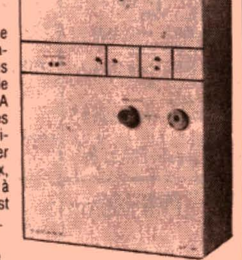
EROS P28 homologué PTT `nos d'appel avec message enregistré **3 450 F** Frais port 45 F

NOUVEAU!!

STRATEL
4 numéro d'appel
2 voies d'entrée
Consommation en veille 1mA
PRIX NOUS CONSULTER

LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Appartement, pavillon, magasin



LA CENTRALE CT 01 qui est le cerveau d'une installation de détection a des capacités étonnantes. En sélectionnant la CENTRALE CT 01 nous avons voulu un cerveau intelligent et fiable afin de mieux vous protéger de visiteurs indésirables. LA CENTRALE CT 01 traite les informations fournies par les détecteurs volumétriques ou périphériques. Elle déclenche les alarmes (peut déclencher un transmetteur téléphonique, éclairage des lieux, etc.) même en cas de coupure d'électricité grâce à sa double alimentation secteur et batterie qui est rechargeable par la CENTRALE CT 01 elle même.

— Circuit anti-hold-up et anti sabotage 24-24
— Circuit sirène auto-alimentée, auto-protégée.

Dimensions : H. 315 ; L. 225 ; P. 100. **PRIX : 1 200 F** frais d'envoi 35 F

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

Autoprotégée en coffret métallique 12 V, 0,75 Amp. 110 dB
PRIX EXCEPTIONNEL
180 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENE

électronique autoalimentée et autoprotégée.
590 F
Port 25 F
2 accus pour sirène **160 F**

Nombreux modèles professionnels Nous consulter

SPECIAL BIJOUX

LINGOTS - PIERRES - BILLETS



M19 LE COFFRE FORT que l'on emmure soi-même

Percement a efectuer avec le trépan au carbure de tungstène fourni avece le **M19** et une perceuse à percussion de bonne qualité ayant un mandrin de 13 mm de capacité (se loue facilement).
Le **M19** s'installe rapidement et aisément dans les murs, piliers et autres ouvrages de maçonnerie d'une épaisseur totale de 23 cm minimum de béton, pierre de taille, granit, brique, meulière, parpaings.
CAPACITE PRATIQUE :
2 lingots, ou 50 000 F env. en 500 F.
Dimensions : long. 184 mm - Ø 60 mm.

1 584 F - Port 30 F
Doc. c/6 F en timbres

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué

Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement.
Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête.
Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.
Frais d'envoi 16 F **PRIX 270 F**

DECTECTEUR RADAR PANDA anti-masque

BANDE X

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace même à travers des cloisons. S'adapte sur la centrale d'alarme CT 01. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

PRIX : **1 450 F** Frais d'envoi 40 F

NOUVEAU MODELE « PANDA »
Faible consommation, 50 mA. Réglage séparé très précis de l'intégration et de la portée.
1650 F Frais de port 35 F

LA PROTECTION ELECTRONIQUE DES VEHICULES

Documentation sur toute notre gamme contre 16 F en timbres



CENTRALE D'ALARME
avec sirène électronique auto-alimentée et télécommande radio.
PRIX NOUS CONSULTER

RADAR HYPERFREQUENCE

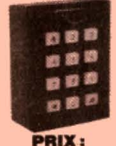
BANDE X
AE 15, portée 15 m.
Réglage d'intégration
Alimentation 12 V.
980 F frais de port 40 F

PASTILLE EMETTRICE

Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible.
S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule). Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.
PRIX : nous consulter
Document. complète contre 10 F en timbres (Non homologué) Vente à l'exportation.

LA SURVEILLANCE VOLUMETRIQUE à des prix sans concurrence

NOUVEAU MODELE CLAVIER UNIVERSEL KL 306



- Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc.
- Commande à distance codée en un seul boîtier
- 11880 combinaisons
- Codage facile sans outils
- Fonctions : repos/travail ou impulsion
- Alimentation 12 V
- Dimensions 56x76x25 mm

PRIX : nous consulter

RECEPTEUR MAGNETOPHONES

— **Enregistre** les communications en votre absence. AUTONOMIE : 4 heures d'écoute.
— Fonctionne avec nos micro-émetteurs.
PRIX NOUS CONSULTER
Documentation complète de toute la gamme contre 15 F en timbres.

CENTRALE AE 2

ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie fixe. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60".
SORTIE : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre. Durée d'alarme 3', réarmement automatique
TABLEAU DE CONTROLE : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant de mémoris. d'alarme



950 F Frais de port 35 F

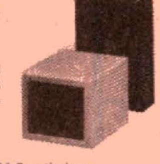
DETECTEUR DE PRESENCE

Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR



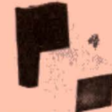
MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.

RADAR HYPERFREQUENCE
MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.



Prix : NOUS CONSULTER
Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD





Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.

Prix : 950 F Frais de port 35 F

MICRO EMETTEUR

depuis 450 F
Frais port 25 F
Documentation complète contre 10 F en timbres

INTERRUPTEUR SANS FIL portée 75 mètres

Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.)
Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 550 W
EMETTEUR alimentation pile 9 V
AUTONOMIE 1 AN
450 F Frais d'envoi 25 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
(1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14 h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

MATERIEL NEUF - GARANTI - EMBALLAGE ORIGINE

CHAUFFAGE ELECTRIQUE

CONVECTEURS MURAUX

AIRELEC - RHONELEC
Norme NF
EXTRA PLATS : 7 cm.
Résistance blindée

500 W .. 376 F 1500 W . 499 F 2500 W .. 694 F
1000 W .. 439 F 2000 W . 575 F 3 000 W .. 748 F

CONVECTEURS

NORME NF - TRES PLATS
TRES GRANDE MARQUE FRANÇAISE



Sortie air frontale
Thermostat à bulbe
Interrupteur M/H

500 W : **325 F** 1500 W : **430 F**
750 W : **352 F** 2000 W : **495 F**
1000 W : **379 F** 2500 W : **535 F**

ATTENTION ! NOUVEAU MODELE

NOUVEAU ET SENSATIONNEL

SECURITE INTEGRALE
PLUS DE BESOIN DE PRISE DE TERRE
CONVECTEURS DOUBLE ISOLEMENT
Peuvent être installés près des baignoires

	L	× H	× P	Prix
500 W	20	65	7	473 F
1 000 W	35	65	7	489 F
1 500 W	50	65	7	572 F
2 000 W	65	65	7	678 F

(Port dû)

NOUVEL ARRIVAGE : 2 SERIES

A SAISIR - CONVECTEUR MURAL Norme NF
Résistance blindées à ailettes. Sortie air chaud frontale
Thermostat à bulbe
500 W .... 325 F
1000 W .... 345 F
1500 W .... 385 F
2000 W .... 425 F
Quantité limitée

CONVECTEUR SUR PIED - TRES BEL ARTICLE
2000 W 2 allures. Thermostat d'ambiance.
l'unité .... 240 F
par 2 l'unité .... 220 F
par 4 l'unité .... 180 F
par 8 l'unité .... 170 F
Photos non contractuelles

CHAUFFAGE SALLE DE BAINS

infrarouge
1000 W .... 190 F
1800 W .... 195 F
(pas d'expédition)

MODELE MIXTE
(mural ou pieds) - 2 000 watts
Thermostat d'ambiance
Avec minuterie ... **395 F** Port
Sans minuterie .. **350 F** 30 F

CONVECTEURS Classe 2
DOUBLE ISOLEMENT
500 W - AIRELEC RHONELEC ..... **425 F**
1000 W - AIRELEC RHONELEC ..... **485 F**
1000 W - DEVILLE .... **475 F**
1200 W - DIMPLEX BRUNNER ..... **495 F**
Port dû

ARRIVAGE CONVECTEURS MURAUX

FABRICATION FRANÇAISE
Thermostat à bulbe
— 1000 W .... 220 F
— 1750 W .... 280 F
— 2000 W .... 290 F

QUANTITE TRES LIMITEE

RADIATEURS SOUFFLANTS

2 allures 1 000/2 000 W. Ventilation ETE avec TURBINE. Double isolement.

L'unité **230 F**, par 2 **210 F**, par 4 **190 F**
port 35 F

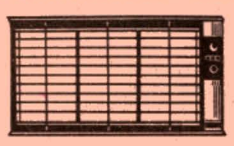
CHAUFFE-EAU

ELECTRIQUE A ACCUMULATION

	VERTICAL	HORIZONTAL
75 litres	965 F	1 060 F
100 litres	1 080 F	1 204 F
150 litres	1 220 F	1 354 F
200 litres	1 390 F	1 687 F
300 litres	—	2 530 F

NOUS NE DISTRIBUONS AUCUNE MARQUE D'IMPORTATION - DE CHAUFFE-EAU
Port dû
TRES GRANDES MARQUES FRANÇAISES

PANNEAUX RADIANTS



ECONOMIE D'ENERGIE

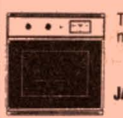
TRES LUXUEUX EXTRA-PLAT FIXATION MURALE

En option : Roulettes et programmateur.
2 allures de chauffe - Thermostat d'ambiance.
1 000 W .... **1 066 F**
1 500 W .... **1 334 F**
2 000 W .... **1 580 F**
Remise 10 % à partir de 4 pièces port dû

PROMOTION FEVRIER

Valable du 15-2-84 au 10-3-84

FOURS A ENCASTRER



TOUT ELECTRIQUE
Thermostat. Horloge de programmation. Intérieur émail super.

CHALEUR TOURNANTE
JAMAIS VU .... **1 380 F**
Port dû

CHAUDIERE ELECTRIQUE

TRES GRANDE MARQUE FRANÇAISE
Pour remplacement de chaudière de chauffage central à MAZOUT ou au GAZ ou INSTALLATION NEUVE. Complète avec vase d'expansion et circulateur. PRETES A RACCORDER.

Modèle MURAL
6 kW .... **4 853 F**
12 kW .... **4 970 F**
18 kW .... **5 206 F**

Modèle AU SOL
6 kW .... **5 353 F**
12 kW .... **5 470 F**
18 kW .... **5 706 F**
Port dû

Dessin non contractuel

CONVECTEURS AIRELEC

série Prestige

	L'unité	Par 3 ou plus groupés Pièce
500 W	**621 F**	**521 F**
1 000 W	**709 F**	**609 F**
1 500 W	**830 F**	**730 F**
2 000 W	**959 F**	**859 F**

Thermostat Airélectronic



Série Esterel

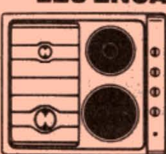
500 W	**527 F**	**427 F**
1 000 W	**555 F**	**455 F**
1 500 W	**594 F**	**494 F**
2 000 W	**692 F**	**592 F**

Remise identique sur toute la gamme AIRELEC

ATTENTION : CETTE PROMOTION n'est valable que jusqu'au 10-3-84. Après cette date retour à nos prix habituels.

LES ENCASTRABLES

TABLES DE CUISSON



Extra-plates
3 cm d'épaisseur
DERNIERS MODELES
TEINTES MODE : MARRON et TERRE DE FRANCE
Port dû

4 feux GAZ allumage électrique .... **890 F**
4 feux MIXTE 2 gaz + 2 élect. .... **950 F**
4 feux MIXTE 3 gaz + 1 élect. .... **970 F**
4 feux TOUT ELECTRIQUE .... **990 F**
NOUVEAU à encastrer ou à poser, extra-plat
2 feux Tout électrique .... **480 F**
1 feu Electrique .... **280 F**

ARRIVAGE SANS SUITE
4 feux, mixte, inox, allumage électronique .. **950 F**

ARRIVAGE ELECTROLUX
4 feux, épaisseur 13 cm, tout électrique, émail marron .... **690 F**
Tout gaz, inox, allumage électrique .... **690 F**

A SAISIR QUANTITÉ LIMITÉE

POMPES A CHALEUR

Type AIR-AIR - Pièce par pièce

REVERSIBLE CHAUFFAGE ou CLIMATISATION
Haut 650 - Largeur 740
Profondeur 310
Type R 2002
Valeur **5 900 F - Net 2 500 F**
Type R 3000
Valeur **6 900 F - Net 2 900 F**
NON REVERSIBLE. Chauffage seul.
H 420 × L 630 × P 300
Type R 802. .... 1Valeur **3 900 F - Net 1 600 F**
Pas d'expédition.
A voir sur place sur rendez-vous appeler 607.32.05

ACCESSOIRES ET PIECES

Thermostats ambiance
— bilame 16 A : **30 F**
— bulbe 16 A pour convecteurs : **40 F** et **60 F**
— Ambiance mural 10 A : **70 F**
— Ambiance mural 16 A : **120 F** et **140 F**
PORT 25 F

RESISTANCES pour CONVECTEURS et divers. Nombreux modèles, blindées, à ailettes, boudinées, etc., de **50 F** à **120 F** (à voir sur place).

CONTACTEURS JOUR/NUIT pour chauffe-eau, accu, de **290 F** à **390 F** selon puissances.

ARRIVAGE A SAISIR

PLINTHES CALDER

THERMOSTAT A BULBE — 70 × 15 - épaisseur 5 cm
500 W ...... **140 F**
750 W ...... **160 F**
Remise :
10 % par 5 pièces
20 % par 10 pièces
Quelques pièces déballées .... **100 F** l'unité

PANNEAUX MUREAUX 1250 W

Modèle étanche. Résistance blindée à ailettes
TRES BEL ARTICLE - Sortie air frontale

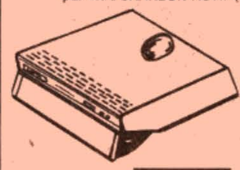


L'unité .... **200 F**
Par 3 : l'unité ..... **170 F**
Par 5 et + : pièce .. **150 F**

Nous n'avons pas de documentation, et n'expéditions pas ces modèles, pour des raisons d'emballage. Matériel à emporter

HOTTES DE CUISINE

PLUSIEURS MODELES EN STOCK
MODELE 3 vitesses. Distrib. ELF - ANTARGAZ. Double éclairage. Visière en verre fumé.
Mixte : évacuation extérieure ou recyclage intérieur par filtre CHARBON-ACTIF (en option).



Réglage par curseurs.
Laqué marron : **550 F**
Laqué blanc : **540 F**

SERIE CONCONDE - GARANTIE 3 ANS
3 vitesses. Double éclairage. Réglage par curseurs.
Modèle LUXE HCC .... **590 F**
Modèle HAUT DE GAMME. Fronton émail Terre de France .... **690 F**
Port dû

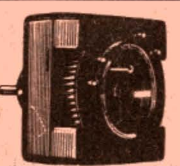
HOTTES SPECIALES avec double éclairage
Mdoèle TIROIR. Profondeur refermée 30 cm, hauteur 16 cm. .... **Prix : 630 F**
Modèle ESCAMOTABLE. Profondeur repliée 29 cm, hauteur 55 cm. .... **Prix : 790 F**

GROUPE ASPIRANT ENCASTRABLE
TRES PERFORMANT - DOUBLE ECLAIRAGE

2 vitesses Port dû
— MODELE STANDARD .... **490 F**
— MODELE EXTRA PLAT - 120 W .... **590 F**

DERNIERE MINUTE ! ARRIVAGE !!
TURBINE spéciale pour hotte de cuisine avec gaine.
L'unité : **130 F** - Par 3 : **90 F pièce**
Port 40 F

THEBEN-TIMER 220 V



TOUS USAGES
JUSQU'A 3500 W
L'UNITE .... **110 F**
PAR 3 l'unité ..... **100 F**
MODELE HEBDO **155 F**
Port 20 F

REGULATION - PROGRAMMATION

Nombreux thermostats à horloge.
Horloges à doubles thermostats.
Programmateurs avec réserve de marche.
Horloges à quartz journalières et hebdomadaires.
Systèmes de programmation à plusieurs jours.
Délesteurs, etc.
Catalogue et tarifs sur demande

TURBINES TANGENTIELLES

Elément tournant ∅ 60, L 170 ..... **140 F**
Elément tournant ∅ 60, L 230 ..... **180 F**
TURBINES GRAND MODELE
TRES GROS DEBIT
de 600 à 1 800 m³/h. NEUVES
de **500 F** à **700 F** selon modèle.
A VOIR SUR PLACE
Pas d'expédition gros modèle pour raison d'emballage

ATTENTION :
NOUS NE SOMMES PAS DES SOLDEURS. TOUT EST VENDU AVEC GARANTIE PIECES ET MAIN-D'ŒUVRE.

BON DE COMMANDE à découper ou recopier.
NOM ....
Adresse ....
Veuillez m'expédier :

QUANTITE	MATERIEL	PRIX

CONDITIONS GENERALES

Nos prix s'entendent T.T.C. PHOTOS ET DESSINS NON CONTRACTUELS
Règlement : comptant à la commande. CREDIT GRATUIT sur 3 mois (40 % à la commande) A partir de 2 500 F d'achat.
EXPEDITION dans toute la France.
PORT : montant indiqué dans chaque RUBRIQUE, si non indiqué, PORT DÛ.
Ces prix dans la limite du stock disponible
DOCUMENTATION PAR TELEPHONE UNIQUEMENT

FILTROCAL S.A.R.L.

194, rue Lafayette, 75010 Paris

16 (1) **607.32.05 201.65.64** Métro Louis-Blanc Gare du Nord Gare de l'Est

Réalisez votre ordinateur individuel

CARTE CGC 09

ET SON LOGICIEL

Chose promise, chose due ; nous vous avons dit que cet article serait consacré à la description de la réalisation de la carte alphanumérique et graphique couleur basse résolution et à son logiciel, et c'est le cas, comme vous avez pu vous en rendre compte si vous avez déjà rapidement parcouru du regard ces quelques pages. Les listings vous ont peut-être impressionné ? Il n'y a vraiment pas de quoi, car ils sont largement commentés dans les lignes qui suivent. Mais commençons par le commencement avec...

Réalisation de la carte

Muni du circuit imprimé, du schéma théorique publié dans notre précédent numéro et de la figure 1 qui représente le plan d'implantation des composants, vous allez pouvoir entreprendre le montage qui, s'il n'est pas plus compliqué que pour les autres cartes, demande un peu de soin vu le nombre important de composants passifs.

Mettez en place, en premier lieu, les supports de circuits intégrés et le connecteur vingt contacts de haut de carte si vous l'utilisez, ce qui n'a rien d'obligatoire, comme expliqué ci-après. Vous allez ensuite devoir câbler les résistances. Elles sont assez nombreuses et, bien que leur mise en place ne prête pas à confusion, respectez bien le plan d'implantation de la figure 1. En cas de doute sur un trou, contrôlez votre geste avec un ohmmètre et le schéma théorique : nous avons en effet vu plusieurs cartes en panne à cause d'un composant dont une des pattes était mise dans un trou voisin du bon. Prenez l'habitude d'orienter toutes les résistances dans le même sens, cela facilite une rapide vérification des valeurs.

Si vous utilisez des résistances 1/2 W et que vous avez du mal à les placer côte à côte en certains endroits, utilisez une disposition analogue au schéma de la figure 2 ; c'est à la fois propre et pratique.

Lorsque ces composants sont câblés, mettez en place les condensateurs de découplage de 22 nF (C sur la figure 1), puis les chimiques, en respectant bien le sens. Le 22 µF situé à gauche de T_1 a bien le pôle plus à la masse ; ce n'est pas une erreur de dessin !

Les potentiomètres seront montés ensuite ainsi que les mini-interrupteurs S_1 et S_2. Si vous comptez mettre des straps soudés pour ces derniers, laissez des emplacements vides pour l'instant ; vous déciderez de la mise en place des straps plus tard, lors des essais. Le quartz est monté à plat sur la carte où il est peut-être maintenu par un fil nu soudé dans les deux trous qui se trouvent de part et d'autre de l'emplacement de son boîtier. Ce dernier peut être plaqué sans hésiter sur le circuit imprimé, la surface cuivrée qui se trouve en dessous étant la masse.

Montez ensuite les transistors en faisant attention au sens, encore qu'une confusion soit assez difficile à faire, mais aussi à la polarité de ces derniers ; en effet : T_1 et T_5 sont des NPN alors que T_2, T_3 et T_4 sont des PNP ; une erreur ne serait pas fatale, mais empêcherait la carte de fonctionner.

Lorsque tous les composants à souder sont en place, que les soudures sont vérifiées et qu'un contrôle à l'ohmmètre vous a assuré de l'absence de courts-circuits entre pistes voisines, vous pouvez placer les circuits intégrés sur leurs supports respectifs en faisant, bien sûr, attention au sens, et vous pouvez vous préparer pour la mise à feu avec le câblage de la prise péritélévision.

La prise péritélévision

Ainsi que nous l'avons expliqué dans notre précédent numéro, les signaux délivrés par notre carte doivent être appliqués à une telle prise si vous souhaitez obtenir une image couleur sur votre récepteur TV. Nous avons suivi en cela l'exemple de tous les fabricants de micro-ordinateurs, ce qui n'a pas été bien difficile puisque tout le monde se heurte au même écueil : la fabrication d'un codeur SECAM.

Le choix de la prise péritélévision ne présente que des avantages : image bien meilleure que si l'on passe par un codeur et l'entrée antenne, carte beaucoup plus simple, absence totale de réglage, etc. Son seul défaut est que cette prise n'est obligatoire que depuis fin 1980 et que, de ce fait, tous les récepteurs couleurs n'en sont pas équipés ; nous allons donc voir comment traiter ce problème.

Cinq cas peuvent se présenter et nous allons les analyser successivement :

– Vous disposez d'un moniteur noir et blanc, et vous souhaitez utiliser la carte avec celui-ci, bénéficiant ainsi de huit niveaux de gris au lieu des huit couleurs annoncées. Vous n'aurez aucun problème de connexion puisqu'une sortie vidéo composite existe sur notre carte. Il vous suffira de fermer S_2 et de connecter l'entrée de votre moniteur sur « composite-synchro » repérée figure 1, ou figure 5 si vous passez par le connecteur vingt contacts.

– Vous disposez d'un moniteur couleur, auquel cas vous ne devriez pas avoir de problème de connexion, sous réserve que celui-ci dispose bien de trois entrées vidéo séparées pour chacune des composan-

tes rouge, verte et bleue. Si tel est le cas, les entrées des trois composantes de votre moniteur seront reliées aux sorties correspondantes de la carte et l'entrée de synchronisation de votre moniteur sera reliée à la sortie « composite-synchro » de la carte. L'interrupteur S_2 sera, cette fois-ci, ouvert.

– Vous disposez d'un récepteur TV noir et blanc non muni d'une prise péritélévision. Le problème est un peu plus compliqué ; il va en effet falloir que vous vous procuriez un modulateur UHF noir et blanc, disponible chez la majorité des revendeurs de composants, et que vous moduliez celui-ci par le signal « composite-synchro ». Le modulateur sera relié à l'entrée antenne UHF de votre récepteur qui sera ac-

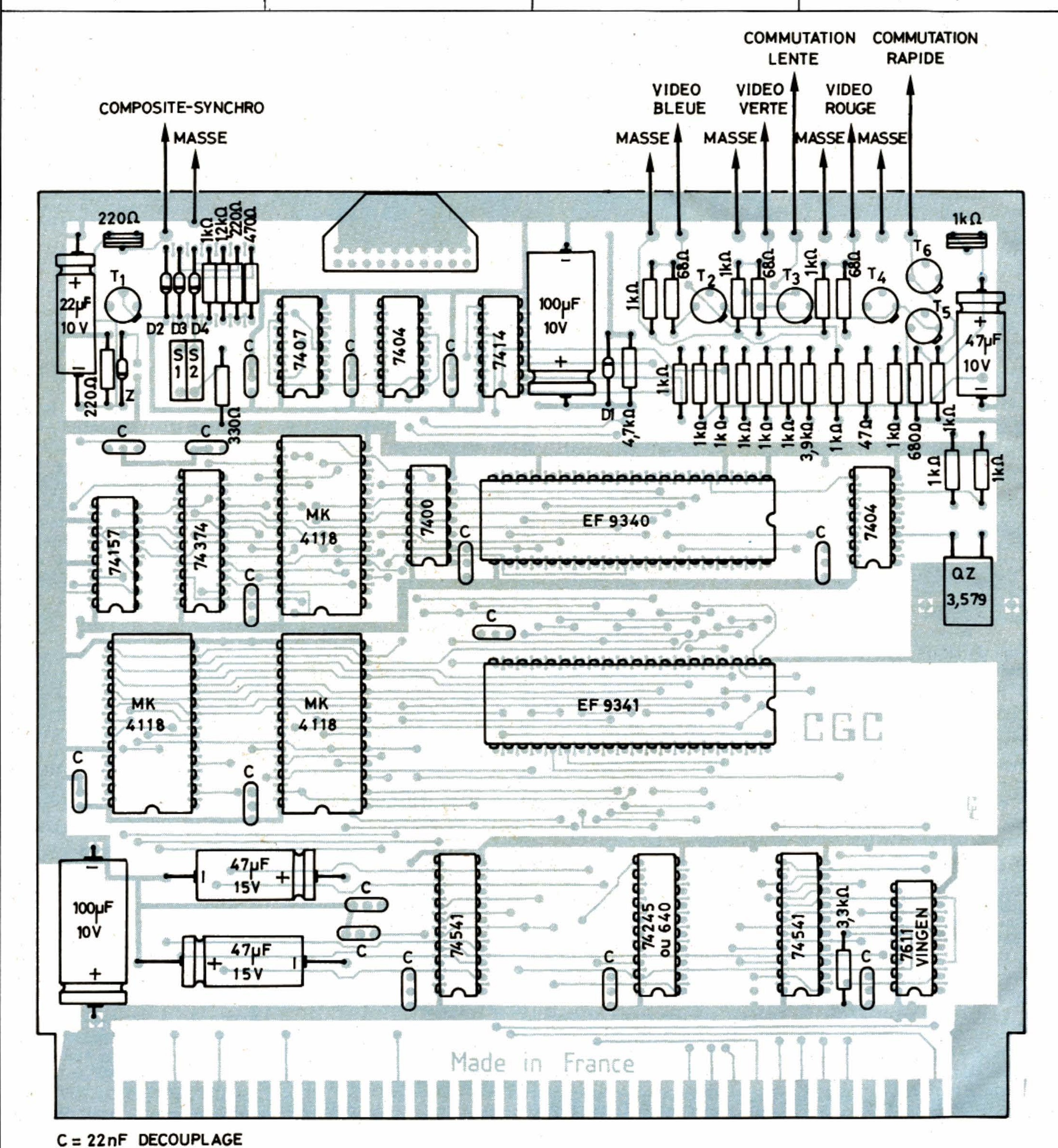


Fig. 1. – Implantation des composants.

cordé aux environs du canal 36 (c'est généralement sur cette fréquence que sont pré-réglés les modulateurs UHF du commerce). L'alimentation du modulateur sera prélevée sur le système, la consommation de ces appareils étant très faible. Comme dans le cas du moniteur noir et blanc vu ci-avant, S_2 sera fermé.

– Vous disposez d'un récepteur TV couleur non muni de la prise péritélévision. Deux cas peuvent alors se présenter : vous voulez travailler en noir et blanc ou vous voulez travailler en couleur. Si vous voulez travailler en noir et blanc, vous êtes ramené au cas précédent et devez faire ce que nous venons d'expliquer. Si vous voulez travailler en couleur, il ne vous reste qu'une solution qui passe par l'acquisition d'un codeur SECAM-modulateur UHF, dont un modèle est actuellement commercialisé sur le marché français sous la marque CGV par la société Vidéo Match. Un tel ensemble dispose d'un côté d'une prise péritélévision dans laquelle vous allez raccorder le cordon issu de notre carte et décrit ci-après ; et il dispose de l'autre côté d'une sortie UHF codée SECAM qui peut donc être connectée à tout récepteur TV classique. Cette solution est néanmoins assez coûteuse puisque nous croyons savoir que ce module vaut environ 600 F. Précisons qu'il est disponible chez de très nombreux revendeurs de matériel micro-informatique ; en cas de problème, demandez la liste des revendeurs au distributeur national Vidéo Match, 8-10, rue Alexandre-Dumas, 67200 Strasbourg. Comme dans le cas du moniteur couleur vu ci-avant, S_2 sera ouvert afin de pouvoir travailler en couleur.

– Enfin, dernier cas, vous disposez d'un récepteur TV couleur muni de la prise péritélévision. Dans ce cas, et dans le cas précédent si vous utilisez le boîtier codeur SECAM-modulateur UHF, il faut réaliser un câble muni d'une prise péritélévision mâle.

La figure 4 vous indique le brochage d'une embase péritélévision vue côté câblage ou,

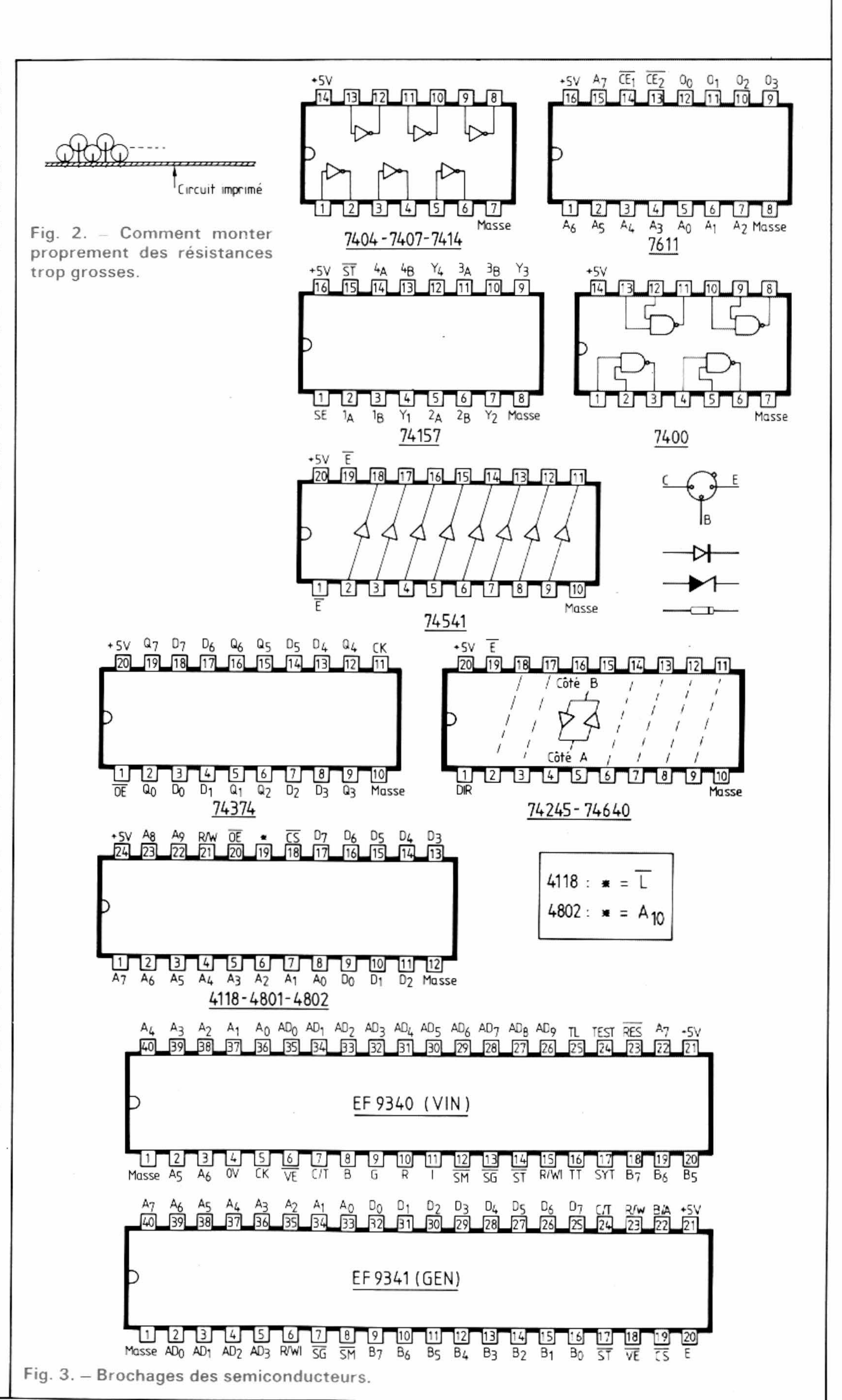


Fig. 2. – Comment monter proprement des résistances trop grosses.

Fig. 3. – Brochages des semiconducteurs.

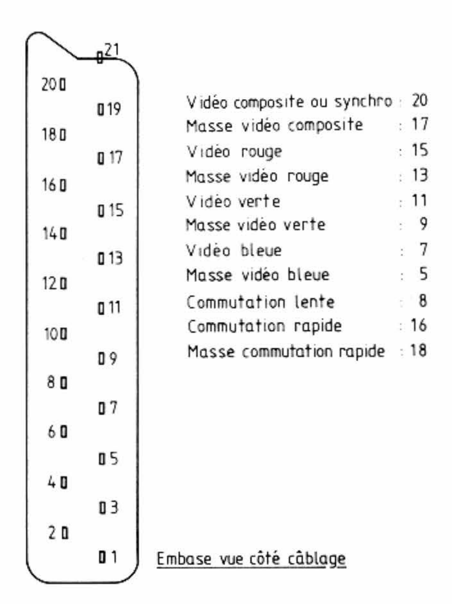


Fig. 4. – Brochage de la prise péritélévision.

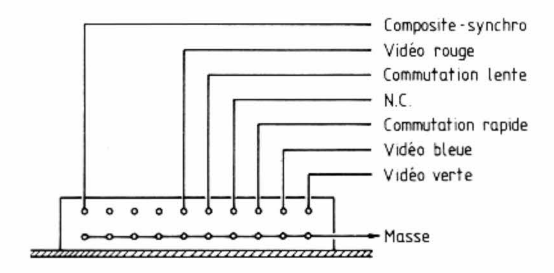


Fig. 5. – Brochage de la prise 20 contacts de la carte CGC.

plus exactement, la partie du brochage qui nous intéresse. Les noms des signaux apparaissant sur cette figure sont identiques à ceux visibles figure 1 et figure 5 pour vous faciliter le travail.

Théoriquement, les signaux vidéo doivent être véhiculés sur des câbles coaxiaux ainsi que le signal « composite-synchro ». Les signaux de commutation lente et rapide peuvent quant à eux passer sur des fils ordinaires. Comme la réalisation d'un tel câble avec des coaxiaux conduit à quelque chose de monstrueux, nous vous conseillons la solution que nous avons adoptée et qui, même si elle n'est pas techniquement parfaite, fonctionne très bien pour un câble de longueur inférieure ou égale à 1,50 mètre. Nous avons utilisé du câble téléphonique multibrins à 8 conducteurs ; deux fils servent de masses et les six autres véhiculent les signaux utiles. La dégradation introduite sur la forme des signaux n'est pas perceptible sur un récepteur TV courant, et le câble ainsi réalisé reste très discret et souple.

Ce câble peut être soudé directement sur les plots de raccordement de la carte CGC09 ou peut être relié au connecteur vingt contacts dont le brochage est indiqué figure 5. Dans le premier cas, le câble sortira du boîtier par un passe-fils alors que, dans le deuxième cas, il sera nécessaire de prévoir un connecteur « relais » en face arrière. Sur le boîtier Incodec préconisé au début de cette réalisation, nous avions prévu quatre trous pour des fiches BNC, un pour chaque couleur fondamentale et un pour les signaux de synchro. Malheureusement, commutation lente et commutation rapide n'étaient pas encore définies lors de la conception du boîtier. Nous vous conseillons donc de munir un des trous pour prise DIN d'une prise DIN 7 broches (cela existe dans la gamme standard) qui conviendra très bien pour cette application.

```
SOUS PROGRAMMES POUR CGC09              4-1-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    1

                       *SOUS PROGRAMMES STANDARDS POUR
                       *LA CARTE CGC09
                       *C.TAVERNIER POUR LE HAUT PARLEUR

                       *ADRESSES DES VIN ET GEN

                 E200  TRA     EQU    $E200
                 E201  TRB     EQU    TRA+1
                 E202  CRA     EQU    TRA+2
                 E203  CRB     EQU    TRA+3

                       *DEFINITION DES COMMANDES DU VIN

                 0020  LDY     EQU    $20       CHARGEMENT DE Y
                 0040  LDX     EQU    $40       CHARGEMENT DE X
                 0000  BEGROW  EQU    $00       CURSEUR EN DEBUT DE LIGNE
                 0060  INCCUR  EQU    $60       INCREMENTATION POS. CURSEUR
                 0080  LDM     EQU    $80       CHARGEMENT REGISTRE M
                 00A0  LDR     EQU    $A0       CHARGEMENT REGISTRE R
                 00C0  LDYO    EQU    $C0       CHARGEMENT POSITION INITIALE

                       *DEFINITION DES RAM DE TRAVAIL

 0000                  CURX    RMB    1
 0001                  CURY    RMB    1

                       *SOUS PROGRAMME WRGENM
                       *CE SOUS PROGRAMME ECRIT 10 OCTETS
                       *DANS LE GENERATEUR DE CARACTERES
                       *A CONTIENT LES ATTRIBUTS DU CARACTERE
                       *B CONTIENT LE CODE DU CARACTERE
                       *X POINTE SUR LE PREMIER OCTET DE LA
                       *ZONE MEMOIRE OU SE TROUVENT LES 10
                       *OCTETS A RECOPIER DANS LE GENERATEUR
                       *LA MEMOIRE D'ADRESSE X=40 ET Y =31 EST
                       *UTILISEE POUR CE TRANSFERT

 0002 34    06         WRGENM  PSHS   A,B
 0004 C6    1F                 LDB    #31
 0006 86    28                 LDA    #40
>0008 17    006D               LBSR   LOADXY    POSITIONNEMENT EN 40,31
 000B 86    40                 LDA    #$40
 000D 17    008E               LBSR   LOADM
 0010 35    06                 PULS   A,B
>0012 17    0035               LBSR   BUSY
 0015 B7    E200               STA    TRA
 0018 F7    E201               STB    TRB
 001B 86    80                 LDA    #$80
>001D 17    007E               LBSR   LOADM
 0020 C6    0A                 LDB    #10       10 OCTETS A TRANSFERER
 0022 A6    80         WRGENO  LDA    0,X+
>0024 17    0023               LBSR   BUSY
 0027 B7    E200               STA    TRA
```

```
SOUS PROGRAMMES POUR CGC09              4-1-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE  2

 002A B7    E201               STA    TRB
 002D 5A                       DECB
 002E 26    F2                 BNE    WRGENO
 0030 39                       RTS

                       *SOUS PROGRAMME D'ECRITURE D'UN CARACTERE
                       *DANS LA PAGE VISUALISEE
                       *A CONTIENT LES ATTRIBUTS DU CARACTERE
                       *B CONTIENT LE CODE DU CARACTERE
                       *CURX ET CURY L'ADRESSE DE LA POSITION
                       *REGISTRE MODIFIE AUCUN
                       *CURX ET CURY NON MODIFIES

 0031 34    06         WRMP    PSHS   A,B
 0033 4F                       CLRA
>0034 17    0067               LBSR   LOADM
 0037 96    00                 LDA    CURX
 0039 D6    01                 LDB    CURY
>003B 17    003A               LBSR   LOADXY
 003E 35    06                 PULS   A,B
>0040 17    0007       WRMP1   LBSR   BUSY
 0043 B7    E200               STA    TRA
 0046 F7    E201               STB    TRB
 0049 39                       RTS

                       *SOUS PROGRAMME BUSY
                       *TESTE LE BIT 7 DU CRA
                       *DOIT ETRE APPELE AVANT TOUT TRANSFERT
                       *DANS CRA CRB OU TRA TRB
                       *TOUS LES REGISTRES SONT SAUVEGARDES

 004A 34    02         BUSY    PSHS   A
 004C B6    E202       BUSYO   LDA    CRA
 004F 84    80                 ANDA   #$80
 0051 26    F9                 BNE    BUSYO
 0053 35    02                 PULS   A
 0055 39                       RTS

                       *SOUS PROGRAMME ROW
                       *PLACE LE CURSEUR AU DEBUT DE LA LIGNE
                       *DONT LE NUMERO EST CONTENU DANS B
                       *REGISTRE MODIFIE : B

>0056 17    FFF1       ROW     LBSR   BUSY
 0059 F7    E202               STB    CRA
 005C C6    00                 LDB    #BEGROW
 005E F7    E203               STB    CRB
 0061 39                       RTS

                       *SOUS PROGRAMME LOADX
                       *CHARGE LE REGISTRE X DU CURSEUR
                       *AVEC LE CONTENU DE A
                       *REGISTRE MODIFIE : A
```

Fig. 6. – Listing des sous-programmes pour CGC09.

Premiers essais

Comme toute carte utilisant un circuit d'interface évolué, et encore plus ici ou la carte comporte son propre processeur (l'EF 9340), il est impossible de faire le moindre essai sans logiciel. Nous allons donc vous donner le listing d'un petit programme d'essai et nous commenterons ensuite celui-ci lors de la description de la programmation des circuits EF 9340 et EF 9341. Avant de vous précipiter sur votre éditeur de textes, positionnez les potentiomètres de la carte à mi-course, ouvrez S_2 si vous travaillez en couleur et ouvrez S_1 pour l'instant.

Pour ne pas faire du travail en double, nous avons conçu notre programme d'essai en deux parties : un programme principal appelé « jeu de caractères carte CGC » et un bloc de sous-programmes qui vous serviront ensuite dans toutes les applications utilisant cette carte. Ce bloc de sous-programmes est rangé dans un fichier que nous avons baptisé SPCGC.TXT pour Sous-Programmes CGC. Vous allez donc devoir procéder de la façon suivante pour obtenir votre programme d'essai :

– Editez le programme dont le listing vous est fourni figure 6 sans en modifier une ligne, si ce n'est les textes de commentaires qui ne sont là que pour les explications que nous allons vous donner tout à l'heure. Le fichier contenant ce programme sera obligatoirement appelé SPCGC.TXT et il sera placé sur le lecteur 1 si vous avez deux lecteurs ; sinon il sera bien sûr en 0.

– Editez ensuite le programme dont le listing vous est indiqué figure 7 en ne modifiant aucune ligne autre que les lignes de commentaires, comme expliqué ci-avant. Le listing que nous vous fournissons est un listing d'assemblage ; pour plus de lisibilité, certaines choses n'y sont donc pas visibles. En particulier, sous la

```
SOUS PROGRAMMES POUR CGC09              4-1-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    3

0062 8D    E6        LOADX   BSR    BUSY
0064 B7    E202              STA    CRA
0067 86    40                LDA    #LDX
0069 B7    E203              STA    CRB
006C 39                      RTS

                     *SOUS PROGRAMME LOADY
                     *CHARGE LE REGISTRE Y DU CURSEUR
                     *AVEC LE CONTENU DE A
                     *REGISTRE MODIFIE : A

006D 8D    DB        LOADY   BSR    BUSY
006F B7    E202              STA    CRA
0072 86    20                LDA    #LDY
0074 B7    E203              STA    CRB
0077 39                      RTS

                     *SOUS PROGRAMME LOADXY
                     *POSITIONNE LE CURSEUR EN X ET Y
                     *X EST CONTENU DANS A
                     *Y EST CONTENU DANS B
                     *REGISTRE MODIFIE : A

0078 8D    E8        LOADXY  BSR    LOADX
007A 1F    984D              TBA
007D 8D    EE                BSR    LOADY
007F 39                      RTS

                     *SOUS PROGRAMME LOADYO
                     *CHARGE LE REGISTRE YO
                     *PAR LE CONTENU DE A
                     *REGISTRE MODIFIE : AUCUN

0080 34    02        LOADYO  PSHS   A
0082 8D    C6                BSR    BUSY
0084 B7    E202              STA    CRA
0087 B6    C0                LDA    #LDYO
0089 B7    E203              STA    CRB
008C 35    02                PULS   A
008E 39                      RTS

                     *SOUS PROGRAMME LOADR
                     *CHARGE LE REGISTRE R
                     *AVEC LE CONTENU DE A
                     *REGISTRE MODIFIE : AUCUN

008F 34    02        LOADR   PSHS   A
0091 8D    B7                BSR    BUSY
0093 B7    E202              STA    CRA
0096 B6    A0                LDA    #LDR
0098 B7    E203              STA    CRB
009B 35    02                PULS   A
009D 39                      RTS

SOUS PROGRAMMES POUR CGC09              4-1-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    4

                     *SOUS PROGRAMME LOADM
                     *CHARGE LE REGISTRE M
                     *AVEC LE CONTENU DE A
                     *REGISTRE MODIFIE : AUCUN

009E 34    02        LOADM   PSHS   A
>00A0 17   FFA7              LBSR   BUSY
00A3 B7    E202              STA    CRA
00A6 86    80                LDA    #LDM
00A8 B7    E203              STA    CRB
00AB 35    02                PULS   A
00AD 39                      RTS

                             END

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

```
JEU DE CARACTERES CARTE CGC             4-1-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    1

                     *PROGRAMME DE VISUALISATION DU JEU
                     *DE CARACTERES DU CIRCUIT GEN
                     *UTILISE LES SOUS PROGRAMMES SPCGC
                     *C.TAVERNIER POUR LE HAUT PARLEUR

1000                         ORG    $1000

                     *DEFINITION DES CONSTANTES ET DES RAM

                     *APPEL DE SPCGC.TXT AU MOYEN D'UN LIB

                             OPT    LIS

                     *DEBUT DU PROGRAMME

                     *INITIALISATION DU REGISTRE R
                     *LE CONTENU DE A EST CHARGE
                     *DANS R AU MOYEN DE LOADR

10B0 86    CD        INIR    LDA    #%11001101
>10B2 17   FFDC              LBSR   LOADR

                     *INITIALISATION DU REGISTRE ORIGINE YO
                     *LE CONTENU DE A EST MIS DANS YO
                     *AU MOYEN DE LOADYO

10B5 4F              INIYO   CLRA
>10B6 17   FFC9              LBSR   LOADYO

                     *INITIALISATION DE LA PAGE MEMOIRE
                     *VISUALISEE LES ATTRIBUTS DES
                     *CARACTERES SONT DANS B , LE CODE DANS A

10B9 86    1F        INIM    LDA    #31      CURSEUR DEBUT LIGNE SERVICE
>10BB 17   FF9A              LBSR   ROW
10BE 4F                      CLRA
>10BF 17   FFDE              LBSR   LOADM
10C2 8E    03E8              LDX    #1000
10C5 86    88                LDA    #$88     ATTRIBUT DANS A
10C7 C6    7F                LDB    #$7F     CODE DANS B

>10C9 17   FF80      BOUCLE  LBSR   BUSY
10CC B7    E200              STA    TRA
10CF F7    E201              STB    TRB
10D2 30    1F                LEAX   -1,X
10D4 26    F3                BNE    BOUCLE

                     *CHARGEMENT DES CARACTERES DU GEN
                     *DANS LA PAGE VISUALISEE , LES
                     *ATTRIBUTS SUCCESSIFS SONT DANS A

10D6 5F                      CLRB
10D7 17    FF7E              LBSR   ROW
JEU DE CARACTERES CARTE CGC             4-1-84 ASSEMBLEUR 6809   PAGE    2

10DA 4F                      CLRA
>10DB 17   FFC2              LBSR   LOADM    ECRITURE AVEC INCREMENTATION
10DE 86    0F                LDA    #$0F     ALPHA BLANC/NOIR
10E0 8D    1A                BSR    JEUCAR
10E2 86    09                LDA    #$09     ALPHA ROUGE SUR NOIR
10E4 8D    16                BSR    JEUCAR
10E6 86    0A                LDA    #$0A     ALPHA VERT SUR NOIR
10E8 8D    12                BSR    JEUCAR
10EA 86    0C                LDA    #$0C     ALPHA BLEU SUR NOIR
10EC 8D    0E                BSR    JEUCAR
10EE 86    4B                LDA    #$4B     ALPHA NOIR SUR JAUNE
10F0 8D    0A                BSR    JEUCAR
10F2 86    9B                LDA    #$9B     GRA JAUNE SUR ROUGE
10F4 8D    06                BSR    JEUCAR
10F6 86    CA                LDA    #$CA     GRA VERT SUR BLEU
10F8 8D    02                BSR    JEUCAR
10FA 3F                      SWI
10FB 08                      FCB    8        RETOUR A TAVBUG09

                     *SOUS PROGRAMME D AFFICHAGE
                     *DU JEU DE CARACTERES
                     *LE CODE EST DANS B
                     *L'ATTRIBUT EST DANS A

10FC 5F              JEUCAR  CLRB
10FD 17    FF4C      JEUCA0  LBSR   BUSY
1100 B7    E200              STA    TRA
1103 F7    E201              STB    TRB
1106 5C                      INCB
1107 C1    80                CMPB   #$80
1109 26    F2                BNE    JEUCA0
110B 39                      RTS

                             END

0 ERREUR(S) DETECTEE(S)
```

Fig. 7. – Listing du programme jeu de caractères carte CGC.

ligne APPEL DE SPCGC, il faut placer un LIB 1.SPCGC.TXT pour appeler les sous-programmes que vous avez édités ci-avant (revoyez la directive LIB de l'assembleur si nécessaire). Si votre fichier SPCGC.TXT est sur le lecteur 0, le LIB devient évidemment LIB 0.SPCGC. TXT. Ne faites pas attention à la directive OPT LIS qui est inutile pour l'instant.

– Assemblez alors ce programme avec les options L pour en avoir un listing complet et B pour créer un fichier binaire. Le listing que vous obtiendrez sera identique à celui de la figure 7 mais, en plus, vous disposerez, entre la ligne APPEL... etc., et la ligne DEBUT DU PROGRAMME, du listing de la figure 6. C'est normal puisque c'est le résultat de la directive LIB. Nous verrons plus tard comment faire disparaître cette partie qui, sinon, se retrouve identique à elle-même sur tous les listings, ce qui est inutile lorsqu'on l'a vue une fois.

Vous pouvez alors mettre en place la carte CGC dans le système, charger le DOS puis le programme que vous venez d'assembler et constater que, tant que vous ne lancez pas le programme, l'écran associé à cette carte est quelconque. Généralement l'on y voit une image non stabilisée horizontalement ne contenant que très peu de caractères ; c'est normal tant que le VIN EF 9340 n'est pas initialisé.

Lancez alors votre programme par un G à l'adresse 10BO ; une image doit apparaître et vous présenter :

– le jeu de caractères alphanumériques complet en blanc sur fond noir ;

– le même jeu en rouge sur fond noir ;

– le même jeu en bleu sur fond noir ;

– le même jeu en vidéo inversée noire sur fond jaune ;

– le jeu graphique complet en jaune sur fond rouge ;

– le jeu graphique complet en vert sur fond bleu ;

Il se peut fort bien que, même si votre carte est en état de marche, rien ne soit visible sur l'écran ; en effet, il faut régler les potentiomètres de synchro et de couleurs, et la position correcte de ce dernier est assez critique. Commencez par tourner le potentiomètre de couleurs (le 1 kΩ) pour voir apparaître les caractères. Le point le meilleur se situe juste après l'apparition des caractères dans toutes les couleurs et avant que ceux-ci ne commencent à baver par excès de brillance. Il est conseillé d'agir simultanément sur ce réglage et sur ceux de contraste et de luminosité du récepteur TV pour obtenir la meilleure image possible. Vous devez arriver à une qualité irréprochable. Il faut ensuite stabiliser l'image au moyen du potentiomètre de niveau de synchronisation de 220 Ω. Cette stabilisation doit être atteinte pour une très large plage de rotation de ce potentiomètre, compte tenu du schéma utilisé à son niveau. Le curseur sera placé au milieu de cette plage, encore que sa position exacte n'ait pas une grande importance.

Si vous travaillez en noir et blanc, le réglage exact du potentiomètre de 1 kΩ détermine les divers niveaux de gris, mais le réglage de synchronisation intervient aussi car, dans ce cas, il ne règle plus le niveau de synchro seul mais également celui de la vidéo composite. Si vous trouvez que ces niveaux ne sont pas assez échelonnés, vous pouvez retoucher les résistances de 1,2 kΩ, 470 Ω et 220 Ω placées entre les sorties des 7407 de sommation des signaux vidéo et le + 5 V. Ces résistances sont dans un rapport correspondant approximativement à l'équation colorimétrique qui indique comment doser les trois couleurs rouge, verte et bleue pour faire une image noir et blanc, mais ce rapport n'est pas impératif et vous pouvez donc ajuster ces valeurs en fonction de vos goûts et, surtout, des possibilités de votre téléviseur noir et blanc.

En cas de non fonctionnement, plusieurs cas sont à distinguer :

– Si aucune image n'est visible à l'écran, quelle que soit la position des potentiomètres et que le logiciel ait « tourné » ou non, il faut penser à un problème au niveau de l'horloge à quartz ou au niveau de la cir-

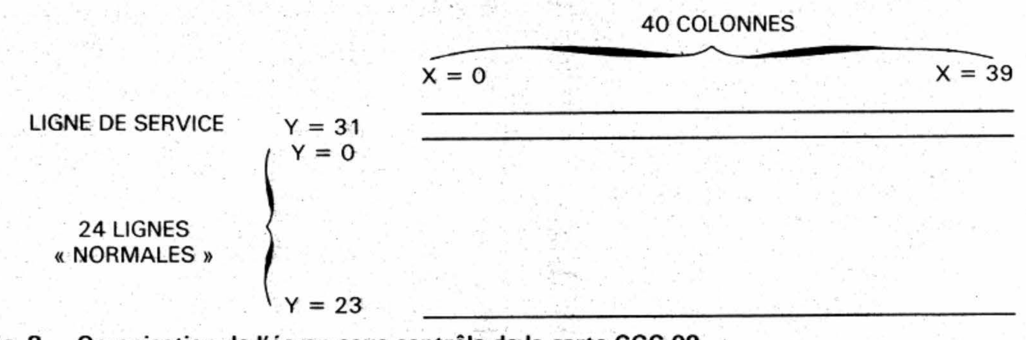


Fig. 8. – Organisation de l'écran sous contrôle de la carte CGC 09

CRB								CRA									
B_7	B_6	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1	B_0	A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	NOM	FONCTION
0	0	0									K	K	K	K	K	BEGIN ROW	$0 \rightarrow X$ $K \rightarrow Y$
0	0	1									K	K	K	K	K	LOADY	$K \rightarrow Y$
0	1	0								K	K	K	K	K	K	LOAD X	$K \rightarrow X$
0	1	1														INCC	$C + 1 \rightarrow C$ C = Curseur
1	0	0						K	K	K	K	K	K	K	K	LOAD M	$K \rightarrow M$
1	0	1						K	K	K	K	K	K	K	K	LOAD R	$K \rightarrow R$
1	1	0								K	K	K	K	K	K	LOAD YO	$K \rightarrow YO$

Fig. 9. – Codes des commandes comprises par le VIN

cuiterie raccordée sur les sorties R, G, B, TT, TL et I de l'EF 9340.

– Si une image est visible après lancement du logiciel mais que son contenu est incohérent, il faut penser à un défaut au niveau des amplis de bus de données, à un défaut au niveau des RAM 4118 ou à un défaut au niveau des interconnexions entre EF 9340 et EF 9341.

Le schéma employé étant très sûr, un défaut de fonctionnement ne peut, de toute façon, venir que d'une erreur de câblage ou d'un composant défectueux. En cas de problème rebelle, nous croyons savoir que certaines sociétés (Facim, Centrale d'achats informatique) peuvent procéder au dépannage ou à la mise au point de vos cartes sous certaines conditions (conditions à demander directement à ces sociétés et non à l'auteur de ces lignes qui n'a rien à voir avec ces services).

Les registres des EF 9340 et EF 9341

Une fois que vous vous êtes assuré du fonctionnement de votre carte au moyen du programme de la figure 7, il vous faut passer à la phase la plus intéressante (ou la plus désagréable, selon les goûts !) de l'utilisation de celle-ci, à savoir : l'écriture de vos logiciels. Pour vous faciliter au maximum cette tâche, nous allons expliciter, dans les lignes qui suivent, les fonctions des registres internes des EF 9340 et EF 9341. Nous commenterons ensuite les sous-programmes que nous vous avons fait éditer en suivant la figure 6 et qui reviendront dans toutes les applications, puis nous verrons un exemple de programme utilisant ceux-ci et faisant appel aux possibilités offertes par le générateur de caractères en RAM que nous n'avons pas encore utilisé.

Avant de nous plonger dans les registres, examinons la figure 8 qui représente l'organisation des informations sur l'écran et la définition de certains paramètres utilisés par la suite. La carte CGC peut fournir une image de 25 lignes de 40 caractères ; ces 25 lignes se subdivisent en deux blocs inégaux, 24 lignes « normales » et une ligne dite de service que l'on peut faire afficher ou non. Les lignes sont numérotées au moyen d'un registre interne appelé Y dont le contenu évolue de 00 à 23 pour les 24 lignes normales et qui doit contenir 31 (décimal) pour pointer sur la ligne de service.

Les colonnes des caractères sont repérées par le registre interne X dont le contenu peut évoluer de 00 à 39.

Ces deux registres internes X et Y sont en réalité les registres des coordonnées du curseur ; curseur qui va nous permettre de pointer les positions où l'on désire écrire ou dessiner. Ce curseur peut être visible ou invisible, comme expliqué lors de la description du registre R.

Indépendamment de cela, il existe un autre registre interne YO, visible figure 10, qui a pour nom registre origine. Les bits b_0 à b_4 de ce registre permettent de définir quelle sera la première ligne visualisée sur l'écran, étant entendu que la ligne de service de numéro 31 est toujours présente en haut de l'écran, qu'elle soit visible ou non. La figure 11 donne un exemple d'utilisation de ce registre YO. Le bit b_5 de ce registre permet aussi de sélectionner la fonction zoom lorsqu'il est positionné à 1. Dans ce cas, les douze premiè-

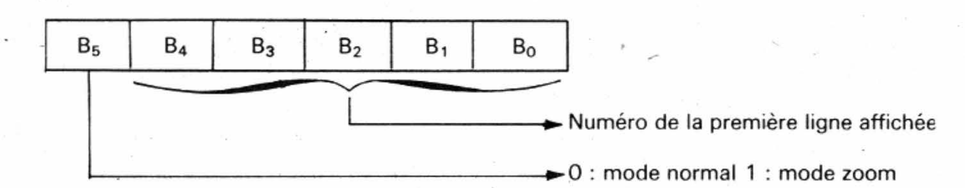


Fig. 10. – Fonction des bits du registre Y_0

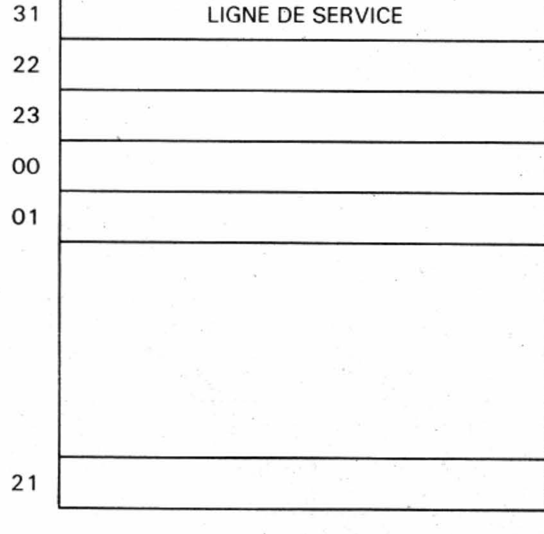


Fig. 11. – Disposition des lignes sur l'écran en fonction du contenu de YO.

res lignes de l'écran sont représentées en double hauteur. La figure 11 à nouveau donne un exemple d'utilisation de ce registre origine YO en mode zoom.

Deux autres registres internes existent ; ce sont M et R. Nous allons voir leurs fonctions dans un instant, mais il nous faut au préalable voir comment l'on accède à ces divers registres.

Ainsi que nous l'avons dit le mois dernier, et tel que cela apparaissait sur la figure 3 de notre précédent article, les échanges d'informations entre la carte et le bus du système se font au moyen d'un double registre 16 bits qui s'appelle TRA TRB pour les échanges de données et CRA CRB pour les échanges de commandes ou d'informations d'état. L'ensemble TRA TRB peut être lu et écrit par le 6809, alors que l'ensemble CRA CRB peut être écrit, mais seul le bit 7 de CRA peut être lu. Vu le contenu de la PROM VINGEN et la connexion des lignes A_0 et A_1 sur le circuit GEN EF 9341, les divers registres sont aux adresses suivantes : TRA en E200, TRB en E201, CRA en E202 et CRB en E203.

Ces registres étant des registres 16 bits et les informations exploitées par les circuits VIN et GEN étant des mots de 16 bits, l'écriture et la lecture des données ne doit pas s'y faire n'importe comment. Pour écrire dans TRA TRB ou CRA CRB, il faut toujours écrire d'abord dans TRA (CRA) puis dans TRB (CRB). C'est en effet l'écriture dans TRB (CRB) qui déclenche la procédure de prise en compte du mot de 16 bits. Si vous faisiez dans l'autre sens, le mot de 16 bits pris en compte serait exact pour sa partie B (celle écrite dans TRB ou CRB), mais la partie A serait quelconque.

Ces registres sont vos seules interfaces avec les circuits VIN et GEN et les accès aux registres évoqués ci-avant : R, M, YO, X, Y se font par leur intermédiaire selon une procédure que nous allons maintenant étudier.

La figure 9 présente la liste des commandes comprises par le circuit processeur VIN (EF 9340) avec l'affectation des bits des registres CRA et CRB.

Ces commandes sont au nombre de sept :

– La commande BEGIN ROW permet de positionner le curseur au début de la ligne désirée. Le numéro de ligne est codé en binaire sur les bits A_0 à A_4 de CRA, comme indiqué figure 9. L'exécution de cette commande charge les registres X avec 0 (début de ligne) et Y avec la valeur codée sur les bits A_0 à A_4 de CRA.

– La commande LOADY permet de charger directement le registre Y du curseur par la valeur codée sur les bits A_0 à A_4 de CRA. Cette commande ne doit pas être confondue avec la précédente car elle ne met pas X à 0 et laisse donc le curseur dans la colonne où il se trouvait : c'est l'équivalent d'un saut ligne avant ou arrière sans retour chariot.

– La commande LOADX permet de charger directement le registre X du curseur par la valeur codée sur les bits A_0 à A_5 de CRA. Cette commande ne modifie pas le contenu de Y, et le curseur reste donc sur la ligne où il se trouvait.

– La commande INCC permet d'incrémenter de une unité la position du curseur sans que vous ayez à vous soucier de quoi que ce soit. Si, lors de cette incrémentation, X arrive à 39, il passera automatiquement à 00 lors de l'incrémentation suivante et Y sera alors augmenté de 1. Lorsque Y arrive à 23, l'incrémentation suivante le fait passer à 00. Si, par contre, Y était sur la ligne de service de numéro 31, le fait que X passe de 39 à 00 fait passer Y de 31 à 00.

– La commande LOADM permet de charger le registre interne M dont nous n'avons pas encore parlé. Cette commande place la valeur codée sur A_0 à A_7 du CRA dans le registre M.

– La commande LOADR permet de charger le registre interne R dont nous n'avons pas encore parlé non plus. Cette commande place la valeur codée sur A_0 à A_7 dans le registre R.

– La commande LOADYO enfin permet de charger le registre origine YO avec la valeur codée sur les bits A_0 à A_5 de CRA.

Nous voyons donc qu'avec ces commandes nous pouvons positionner un curseur n'importe où sur l'écran au moyen de LOADX, LOADY, LOADYO et BEGIN ROW. Nous ne savons pas encore écrire ou lire sur cet écran ; cette fonction est en effet activée par l'écriture d'un code particulier dans le registre M dont nous allons parler maintenant.

La figure 12 présente les différents contenus autorisés pour le registre M avec les fonctions que cela active :

– La fonction écriture avec incrémentation permet d'écrire un caractère sur l'écran à la position du curseur, puis augmente celui-ci d'une unité en suivant les règles que nous avons exposées pour la commande INCC vue ci-avant.

– La fonction lecture avec incrémentation permet de lire un caractère se trouvant sur l'écran à la position du curseur, puis augmente celui-ci d'une unité comme ci-avant.

– La commande écriture sans incrémentation écrit un caractère à la position du curseur, mais ne change pas la position de celui-ci.

– La commande lecture sans incrémentation lit un caractère à la position du curseur mais ne change pas la position de celui-ci.

Registre M								Mode
b_7	b_6	b_5	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	
0	0	0	X	X	X	X	X	Ecriture avec incrémentation
0	0	1	X	X	X	X	X	Lecture avec incrémentation
0	1	0	X	X	X	X	X	Ecriture sans incrémentation
0	1	1	X	X	X	X	X	Lecture sans incrémentation
1	0	0	X	N	N	N	N	Ecriture dans GC en RAM
1	0	1	X	N	N	N	N	Lecture dans GC en RAM
1	1	X	X	X	X	X	X	Invalide

X = quelconque N = numéro d'octet du GC en RAM

Fig. 12. – Modes de fonctionnement en fonction du contenu du registre M.

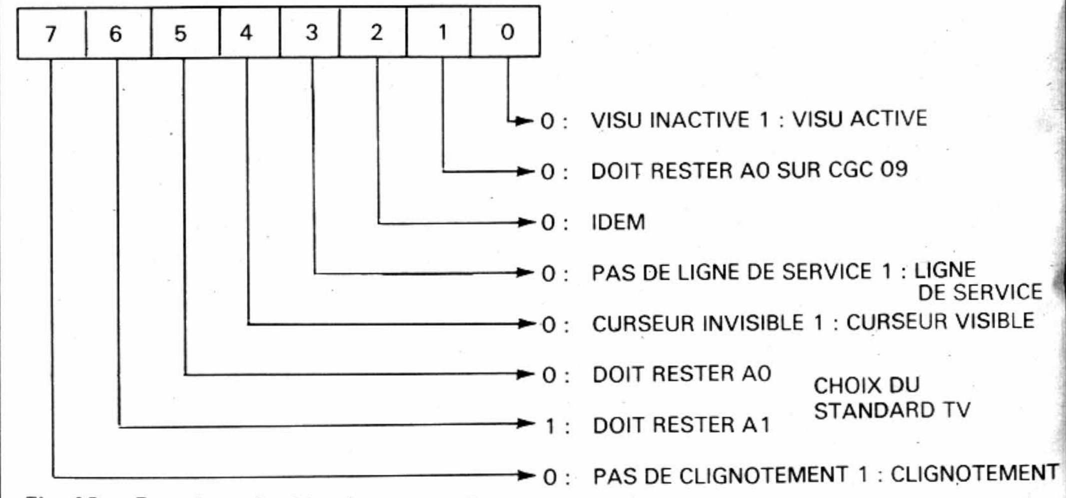


Fig. 13. – Fonctions des bits du registre R.

– La commande écriture dans le GC en RAM permet de définir un caractère dans le générateur de caractères en mémoire vive. Les bits b_0 à b_3 du registre M contiennent le numéro de la ligne de la matrice de définition du caractère (ces notions sont explicitées plus avant dans cet article).

– La commande lecture dans le GC en RAM permet de relire un caractère défini dans le générateur en RAM selon une procédure analogue à celle de l'écriture.

Certaines des notions exposées ci-avant vous semblent certainement obscures ; rassurez-vous, elles s'éclaireront lors de la présentation des exemples de programmes.

Il nous reste encore le registre R à étudier ; la définition de ses bits est indiquée figure 13 et peut presque se passer de commentaire. Seuls certains bits ont à être manipulés compte tenu des possibilités de notre carte. Ces bits sont :

– Le bit 0 qui valide ou non la visualisation ; il doit être mis à 1 en début de programme si vous voulez voir une image.

– Le bit 3 permet d'afficher (1) ou non (0) la ligne de service en haut de l'écran. Que cette ligne soit présente ou non, son emplacement existe, et la taille de la partie occupée par les 24 lignes « normales » n'est donc pas modifiée.

– Le bit 4 autorise (1) ou non (0) la matérialisation du curseur ; cela permet donc d'utiliser la carte comme un terminal classique (curseur visible) ou comme une vraie visu alphanumérique et graphique (curseur invisible).

– Le bit 7 enfin autorise (1) ou non (0) le clignotement. Lorsque le clignotement est autorisé ainsi que la matérialisation du curseur, celle-ci se fait par un passage du caractère où se trouve le curseur de vidéo normale à vidéo inversée à la vitesse de clignotement (0,5 Hz) alors que, si le clignotement est interdit, le curseur est matérialisé par une inversion permanente de vidéo à l'endroit où il se trouve.

Ces définitions étant vues, il ne nous reste plus qu'à vous expliquer comment sont définis les codes des caractères pour pouvoir ensuite aborder la programmation de la carte.

Ainsi que nous l'avons déjà dit, les transferts de données, et donc de caractères à visualiser se font exclusivement par les registres TRA et TRB. Le contenu de ces registres dépend des types de caractères manipulés, ainsi que le montre la figure 14 que nous allons commenter.

Quatre types de caractères peuvent être manipulés par les circuits VIN et GEN : les caractères alphanumériques contenus dans le générateur interne, les caractères graphiques contenus dans le générateur interne, les caractères alphanumériques définis par vos soins et contenus dans le générateur de caractères en RAM et enfin les caractères graphiques définis par vos soins et contenus dans ce même générateur. Quel que soit son type, chaque caractère se voit associer un ou plusieurs attributs définissant sa taille, sa couleur, la couleur du fond, etc.

En règle générale, les codes des caractères sont placés dans le registre TRB et les attributs dans le registre TRA, comme schématisé dans le tableau de la figure 14. Ainsi, pour afficher un A majuscule sur l'écran, de code ASCII 41, nous écrirons 41 dans TRB et une combinaison de bits correspondant aux attributs que nous souhaitons donner à A dans TRA.

Pour les caractères alphanumériques, les attributs peuvent être au nombre de sept :

– Le bit A_6 définit si le caractère est en vidéo normale (0) ou inversée (1).

– Le bit A_5 définit si le caractère est de largeur normale (0) ou est en double largeur (1).

– Le bit A_4 définit si le caractère est de hauteur normale (0) ou est en double hauteur (1).

– Le bit A_3 définit si le caractère clignote (0) ou est stable (1).

– Le bit A_2 définit si la couleur du caractère ne contient pas la composante bleue (0) ou la contient (1).

– Le bit A_1 définit de même la contenance de la composante verte.

– Le bit A_0 définit de même la contenance de la composante rouge.

Ainsi, pour écrire un A majuscule stable de taille normale, en vidéo normale et en blanc, nous écrirons 41 dans TRB (code ASCII de A) et 0F dans TRA (les quatre bits A_3 à A_0 à 1 puisque le blanc est la somme des trois composantes de base).

Pour ce qui est des caractères définis dans le générateur interne du circuit GEN EF 9341, les codes à employer dans TRB sont ceux indiqués sur les figures 4 et 5 de notre précédent article. En ce qui concerne les caractères alphanumériques « normaux », c'est-à-dire ceux auxquels l'informatique vous a habitués, le code ASCII est respecté, ce qui évite toute recherche ; seuls les caractères spéciaux tels que les minuscules accentuées, certains symboles et certaines « lettres » telles le oe collés ne suivent pas le code ASCII (pour la simple raison que leur définition selon ce code n'existe pas) et occupent les codes généralement affectés aux caractères de contrôle.

Pour ce qui est des caractères alphanumériques et graphiques que vous définissez vous-mêmes dans le générateur de caractères en RAM, les codes à utiliser sont ceux que vous décidez d'affecter aux caractères, la seule contrainte à respecter se situant au niveau des bits B_5, B_6 et B_7 de TRB qui doivent être conformes à ce qui est indiqué figure 14.

En ce qui concerne les attributs des caractères graphiques, leur principe d'action est le même que pour les caractères alphanumériques, mais la fonction des bits d'attributs est différente ; en effet, il est

Code (TRB)								Attribut (TRA)									
B_7	B_6	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1	B_0	A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	Type	Remarques
0	C	C	C	C	C	C	C	0	N	L	H	S	B_1	V_1	R_1	Alphanumérique	jeu alpha du GEN
1	0	0	X	X	0	0	0	0	B_0	V_0	R_0	X	B_1	V_1	R_1	Delete	
1 1 1	0 1 1	1 0 1	C	C	C	C	C	0	N	L	H	S	B_1	V_1	R_1	Alphanumérique	jeu en RAM
0	C	C	C	C	C	C	C	1	B_0	V_0	R_0	S	B_1	V_1	R_1	Graphique	Jeu graphique du GEN
1 1 1	0 1 1	1 0 1	C	C	C	C	C	1	B_0	V_0	R_0	S	B_1	V_1	R_1	Graphique	Jeu en RAM

C : bit de code du caractère
X : bit sans signification
N : vidéo inversée
L : double largeur
H : double hauteur
S : vidéo non clignotante
B_0, V_0, R_0 : couleur du fond (bleu, vert, rouge)
B_1, V_1, R_1 : couleur du caractère (bleu, vert, rouge)

Fig. 14. – Codes et attributs des divers types de caractères.

possible, dans ce cas, de définir pour chaque caractère une couleur de caractère et une couleur de fond. La couleur du caractère est définie, comme pour les caractères alphanumériques, par les bits A_0, A_1 et A_2 alors que la couleur du fond est définie par A_4, A_5 et A_6. Le bit A_3, quant à lui, conserve la fonction de sélection entre caractère fixe ou clignotant.

Voilà ! Nous en avons fini avec cette description des registres internes. Nous sommes bien conscient du fait que c'était un peu pénible à suivre, bien que nous ayons allégé et simplifié certaines explications de la fiche technique Thomson-Efcis d'où ces informations sont extraites. Cet exposé était cependant nécessaire car, sans lui, il est impossible de programmer les circuits VIN et GEN. Pour la petite histoire, précisons que cela n'est rien à côté de la description des registres et fonctions du processeur graphique haute résolution qui équipe la carte du même nom (avis aux amateurs !).

Les sous-programmes standards

Compte tenu de la place déjà occupée par cet article, nous n'allons décrire aujourd'hui que les sous-programmes ne faisant pas appel au générateur de caractères en RAM, car ceux-ci nécessitent un long développement pour bien les maîtriser.

Ces sous-programmes sont ceux qui apparaissent sur le listing de la figure 6. Ce listing étant celui du bloc de sous-programmes, il dispose au début d'un certain nombre de définitions de constantes, d'adresses et de mémoires de travail utilisées par les sous-programmes. On y retrouve les adresses des registres, du GEN EF 9341, et aussi les codes des commandes présentées ci-avant qui évitent, à chaque appel de l'une d'elles, de devoir compter les bits sur ses doigts.

Nous laisserons de côté le sous-programme WRGENM, qui sera abondamment commenté le mois prochain avec plusieurs exemples d'utilisation du générateur de caractères en RAM, pour nous intéresser tout d'abord aux sous-programmes LOADR, LOADM, LOADX, LOADY et LOADYO. Ces cinq sous-programmes fonctionnent de la même façon et permettent de charger le registre dont ils portent le nom avec la valeur contenue dans l'accumulateur A lors de l'appel du sous-programme. Hormis pour LOADX et LOADY, aucun registre n'est modifié par l'exécution des sous-programmes. Si vous souhaitez qu'il en soit de même pour LOADX et LOADY, il suffit d'ajouter en début de sous-programme un PSHS A et, en fin de sous-programme, juste avant le RTS, un PULS A.

Le fonctionnement de ces sous-programmes est très simple : l'on commence par faire appel au sous-programme BUSY que nous allons voir dans un instant et qui est chargé d'indiquer si les 9340 et 9341 sont prêts ou non ; on place ensuite le contenu de A dans le registre CRA puisque nous avons vu, en figure 9, que c'est via ce registre que s'effectue le passage de paramètres à destination de R, M, X, Y et YO ; l'on écrit ensuite dans le registre CRB le code correspondant à la commande à exécuter. C'est simple et logique.

Le sous-programme BUSY, quant à lui, fait appel à une fonction du registre CRA dont nous n'avons pas parlé en détail : l'indication d'état des circuits VIN et GEN. En effet, le bit 7 du CRA permet de savoir si ces circuits sont libres ou sont en train de travailler : lorsque b_7 de CRA est à 0, les circuits sont libres et peuvent accepter une commande ; lorsque b_7 est à 1, les circuits sont en train d'exécuter la commande précédente et ne peuvent donc en accepter une autre. Le sous-programme BUSY lit donc ce bit et attend qu'il soit à 0 pour effectuer un RTS, revenant ainsi au programme qui l'a appelé. Ce sous-programme doit impérativement être appelé avant toute exécution de commande, sinon vous courez le risque de voir votre commande ignorée ou, ce qui est pire, mal interprétée.

Trois autres sous-programmes vous sont proposés sur ce listing :

– Le sous-programme ROW permet de placer le curseur au début de la ligne dont le numéro est spécifié dans l'accumulateur B. Après avoir attendu la fin d'une éventuelle commande grâce à BUSY, il place le contenu de B dans le CRA et exécute une commande... BEGROW, bien sûr, comme indiqué dans le tableau de la figure 9.

– Le sous-programme LOADXY positionne le curseur sur la ligne dont le numéro est contenu dans B et sur la colonne dont le numéro est contenu dans A. Son principe est fort simple, surtout du fait de l'existence des sous-programmes LOADX et LOADY. Le numéro de colonne étant contenu dans A, il suffit d'utiliser LOADX puis de transférer B dans A pour pouvoir ensuite appeler à nouveau LOADY. Ce sous-programme n'est pas réellement utile vu sa simplicité, mais nous l'avons tout de même inclus pour montrer que, si l'on écrit suffisamment de petits sous-programmes élémentaires, l'accomplissement de toute fonction plus complexe se résume à des appels à ceux-ci assortis d'opérations très simples.

– Le dernier sous-programme nous restant à voir est un des plus utiles puisqu'il permet d'écrire un caractère, dont le code est contenu dans B et les attributs dans A, à la position choisie dont le numéro de ligne est contenu dans la RAM CURY et le numéro de colonne dans la RAM CURX. Qui plus est, ce sous-programme ne modifie ni CURX, ni CURY, ni aucun registre du 6809. Son fonctionnement est fort simple : l'on commence par sauvegarder A et B sur la pile, on met ensuite A à 0, puis l'on exécute une commande LOADM au moyen du sous-programme adéquat. Si vous regardez la figure 12 vous constaterez que cela place les circuits 9340 et 9341 en mode écriture avec incrémentation du curseur ; après avoir chargé A et B par CURX et CURY respectivement, on exécute ensuite un LOADXY qui a pour effet d'amener le curseur à la position où l'on veut écrire. Il ne reste plus alors qu'à récupérer A et B de sur la pile, c'est-à-dire de les recharger avec le code et les attributs du caractère à afficher, d'attendre la fin d'exécution de la commande précédente grâce à BUSY pour pouvoir écrire A et B dans TRA et TRB, ce qui assurera leur transfert sur l'écran à la position désirée.

Ces explications étant données, il est facile de comprendre le fonctionnement du petit programme d'essai de la carte dont nous vous avons présenté le listing en figure 7.

Ce programme commence par une initialisation du registre R, réalisée au moyen du sous-programme LOADR. Les bits sont positionnés conformément à la figure 13 et aux fonctions désirées.

Le registre YO est initialisé ensuite au moyen du sous-programme LOADYO, la valeur placée dans YO étant nulle pour que la première ligne soit en haut de l'écran, en dessous de la ligne de service qui, rappelons-le, occupe toujours la première position.

Les quelques lignes suivantes initialisent toute la mémoire d'écran avec le caractère DEL (code ASCII 7F) et les attributs permettant de réaliser un écran noir (aucune couleur activée). Cette initialisation est indispensable, car le contenu des RAM est quelconque à la mise sous tension. La taille de la page visualisée étant de 25 × 40, soit 1 000 caractères, l'initialisation ne porte que sur ces mille là, les 24 restants n'ayant pas besoin d'initialisation puisqu'ils ne sont jamais visibles. Remarquez le numéro de ligne initial positionné à 31 qui permet d'initialiser aussi la ligne de service avec passage automatique aux lignes suivantes, puisque nous vous avons expliqué que le compteur de lignes Y rebouclait de 31 en 00.

La partie suivante permet ensuite de charger successivement les divers jeux de caractères avec des attributs différents dans la page visualisée.

On fait pour cela appel au sous-programme LOADM pour placer les circuits en mode

écriture avec incrémentation automatique du curseur puis, à tour de rôle, un attribut est placé dans l'accumulateur A et un appel au sous-programme JEUCAR fait afficher les uns à la suite des autres (en raison du mode incrémentation automatique) tous les caractères.

Le sous-programme JEUCAR est très simple ; il attend que les circuits soient prêts par un appel à BUSY, puis écrit l'attribut dans TRA et le contenu de B dans TRB. Comme le contenu de B évolue de 00 à 7F inclus, l'on passe en revue tous les codes des caractères contenus dans le GEN.

Nous en resterons là pour aujourd'hui avec ces explications logicielles ; il nous reste, en effet, beaucoup à dire concernant le générateur de caractères en RAM, et nous y consacrerons une partie de notre prochain article.

A titre d'exercice dont la solution vous sera fournie dans notre prochain numéro, essayez d'écrire un sous-programme qui lit un caractère affiché sur l'écran et place son code dans B et ses attributs dans A. La position du caractère est contenue dans deux RAM CURX et CURY. Inspirez-vous pour cela du sous-programme WRMP dont vous serez très proche.

A propos du logiciel Graphix

Nous vous avons présenté, dans notre précédent numéro, ce logiciel qui permet de faire du graphique sur la carte IVG09 ; logiciel réalisé par la Centrale d'Achats Informatique et que nous avons beaucoup apprécié.

Le couple logiciel Graphix et carte IVG ou IVG09 peut cependant être amélioré très sérieusement au niveau du comportement de la carte lors des déplacements d'objets sur celle-ci. Telle que la carte est conçue, ces déplacements s'accompagnent d'effets très désagréables pendant tout le mouvement ; il suffit, pour y remédier, d'enlever une des TMS 4044 de la carte et de court-circuiter son entrée avec sa sortie. La figure 15 précise la mémoire à enlever et les pattes du support à court-circuiter. Cette opération ne change rien au fonctionnement de la carte en mode alphanumérique mais améliore de façon considérable le comportement en graphique.

Pour la petite histoire, cette mémoire aurait dû servir uniquement dans le cas d'un fonctionnement mixte de la carte, alphanumérique et graphique, qui n'a pas été implémenté finalement car cela accroissait par trop la complexité du schéma.

Une autre amélioration peut être apportée, mais cette fois-ci au logiciel ; elle consiste à changer le 13 se trouvant en C34A par un OD, pour rendre la fonction « retour chariot » opérationnelle. Cette petite erreur sans gravité doit maintenant être corrigée sur les logiciels fournis par la Centrale, mais ne l'était pas sur les premières versions. Pour faire très simplement cette modification, créez un fichier ne contenant que OD à l'adresse C34A en écrivant cette valeur à cette adresse en mémoire et en faisant un SAVE.LOW MODIF. BIN, C34A, C34A ; puis faites un APPEND de ce fichier à GRAPHIX. CMD en prenant soin de donner à nouveau à l'ensemble le nom GRAPHIX.CMD.

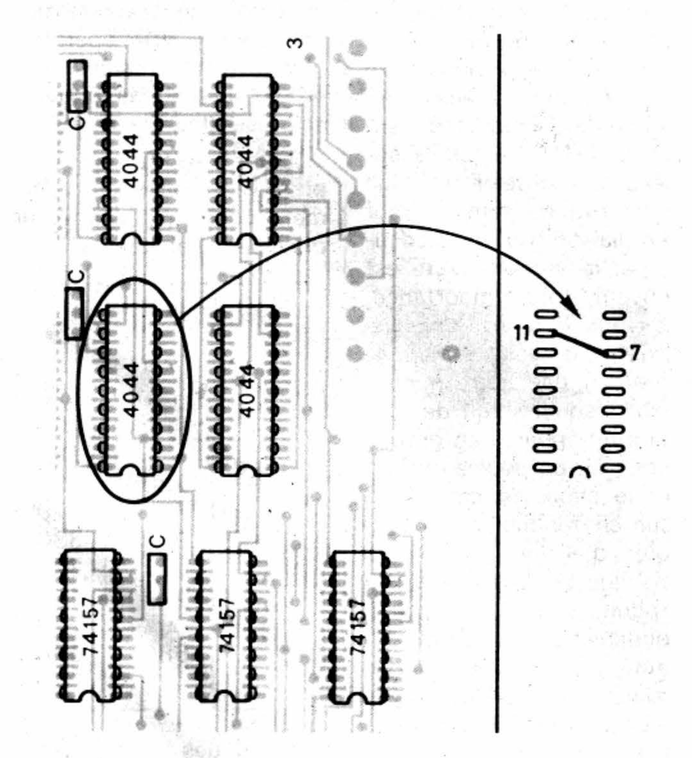


Fig. 15. – Amélioration du comportement de la carte IVG09 avec le logiciel Graphix.

Conclusion

Déjà ! Mais où est donc le sondage destiné à bâtir la liste des réalisateurs du système ? Dans le prochain numéro, vu la place que nous occupons déjà dans celui-ci. Notre prochain article sera donc consacré à la fin de la description du logiciel de la carte CGC09, au sondage, ainsi qu'à la description de certains projets sur lesquels nous souhaiterions avoir votre avis.

(A suivre.)

C. TAVERNIER

Nota :

L'auteur remercie la société Thomson Efcis qui, grâce à la publication d'excellentes notes d'application sur les circuits VIN et GEN, a permis la réalisation de cette carte ainsi que la présentation de logiciels d'exploitation tels ceux présentés dans cet article.

BLOC NOTES

DE NOUVEAUX LOGICIELS POUR L'ORIC

MUSHROOM MANIA

Mushroom Mania se joue à 1 ou 2 partenaires. Le jeu consiste à manger le maximum de champignons en un minimum de temps. Bien sûr, une araignée, une chenille, un glouton s'opposent à cette frénétique boulimie mycophage. Il vous faut détruire vos ennemis (ce qui vous rapporte des points) avant qu'ils ne vous dévorent.

ORIC MON

Avec Oric Mon, vous pouvez programmer en langage machine. Oric Mon est un désassembleur langage machine antibugger.

HOPPER

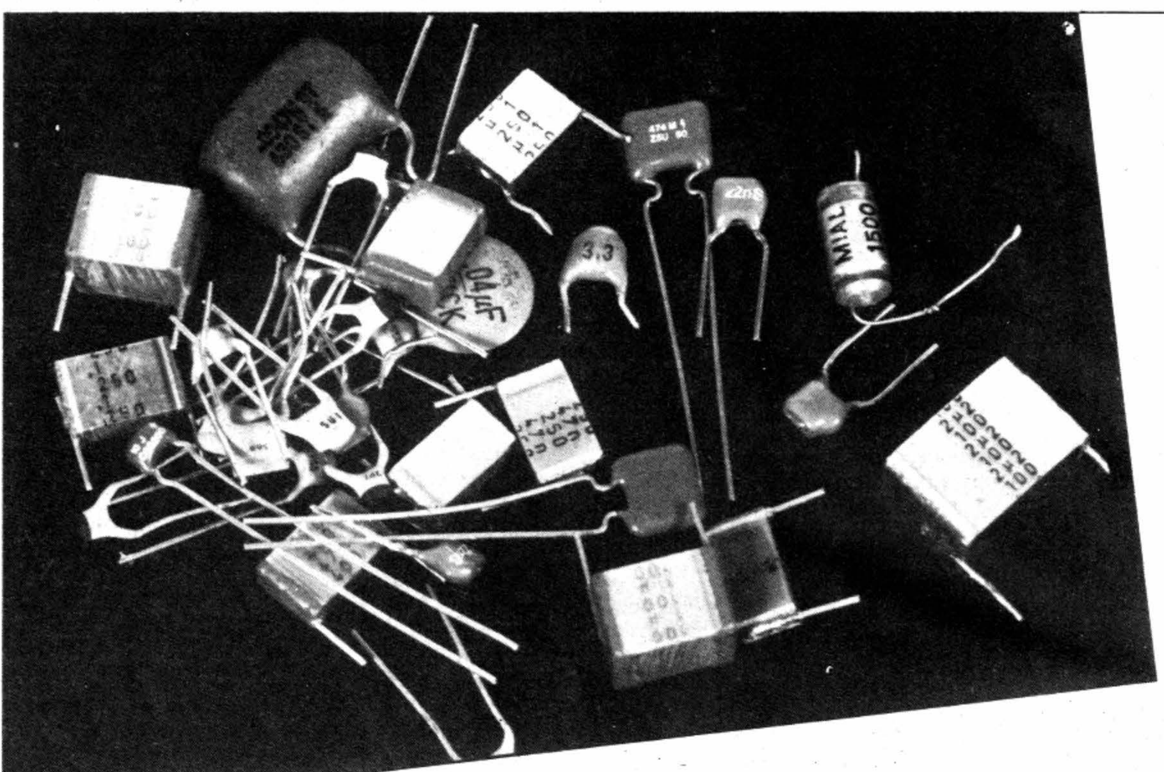
Choisissez d'abord votre niveau sonore. Votre grenouille doit traverser, sans se faire écraser, une autoroute particulièrement fréquentée, éviter le serpent qui se trouve sur le bas-côté, sauter de tronc d'arbre en tronc d'arbre pour rejoindre l'autre rive d'un fleuve qui se trouve justment là ! Et, bien sûr, ce parcours du combattant doit s'effectuer dans un temps minimal.

DICORIC

Dicoric se présente comme une version du « Mot le plus long », version avec un accompagnement musical. Votre partenaire est bien sûr l'ordinateur.

VILLES DE FRANCE

Voilà un jeu très éducatif destiné à tous les jeunes écoliers qui souhaitent améliorer leur notion en géographie française. Une carte de France s'affiche à l'écran. Vous appuyez sur une touche. Un point représentant une ville apparaît à l'écran. Deux propositions de noms de ville vous sont faites. A vous de répondre. A chaque bonne réponse, vous gagnez un point ; pour obtenir à la fin de chaque partie une notation sur 10.



LE MESSAGE CHIFFRÉ DES CONDENSATEURS

Le code des couleurs est en voie de disparition, notamment pour les condensateurs, sur lesquels on trouve, de plus en plus, des valeurs en clair ou, plus précisément, en code, un code encore secret pour certains d'entre vous. On assiste aujourd'hui à une évolution en ce domaine.
Nous avons eu l'occasion, récemment, de recevoir un montage réalisé par un de nos lecteurs et rempli de condensateurs ; malheureusement, celui-ci avait fait quelques confusions qui ont conduit ce montage à la faillite... mais aussi à cet article.

Les chiffres significatifs

Pour lire la valeur d'un condensateur totalement inconnu, il est indispensable de connaître les tableaux des valeurs des séries E3, E6 et E12. On pourra également trouver d'autres séries, pour une précision supérieure du condensateur, mais, dans la grande majorité des cas, ce sont ceux-là que l'on utilise. Elles sont données dans le tableau 1.

Si vous utilisez souvent des condensateurs chimiques ou plastique, vous aurez remarqué que les nombres 10, 22, 47 se rencontrent nettement plus souvent que 33 ou 68, et cela bien que la tolérance du composant soit souvent inférieure à celle prévue pour ces séries. Nous avons là une notion de valeur préférentielle qui permet de résoudre bien des problèmes, y compris celui des valeurs intermédiaires par l'entremise d'une combinaison de composants.

Le choix des valeurs préférentielles évite aux distributeurs de constituer des stocks trop importants. Ce n'est que lorsque l'on doit réaliser des filtres ou des circuits de correction qu'une valeur précise est exigée ; on jouera souvent sur les résistances associées pour obtenir la bonne constante de temps. Pour une liaison ou un découplage, la valeur exacte est souvent sans importance. Ces observations, valables dans le domaine amateur, prennent une autre dimension lorsqu'il s'agit de produire un appareil en grande série ; là, on pourra optimiser le choix du condensateur en fonction de beaucoup d'autres paramètres tels que la disponibilité du produit, son prix, etc., un condensateur de 33 nF devant, en principe, coûter moins cher qu'un 47 nF...

La première étape dans la reconnaissance de la valeur d'un condensateur consiste à repérer sur l'une des faces du composant l'un des nombres du tableau ; ensuite, on s'arrangera pour découvrir le multiplicateur. Cette opération n'est pas toujours évidente, de nombreux cas pouvant se présenter.

L'une des pratiques les plus répandues actuellement consiste à utiliser un principe analogue à celui

E_3	E_6	E_{12}
100	100	100
		120
	150	150
		180
220	220	220
		270
	330	330
		390
470	470	470
		560
	680	680
		820

Tableau des valeurs préférentielles suivant les progressions E_3, E_6 et E_{12}.

des résistances. On utilise deux chiffres pour les dizaines et les unités et le troisième indique le nombre de zéros. Au lieu d'employer des couleurs, ce qui demande un dispositif de marquage assez complexe, on imprime directement, en chiffres, ce nombre. Ainsi, 474 voudra dire 470 000, 470 signifiera 47, 471 : 470 (il n'y a que pour les valeurs inférieures à 100 pF que l'on utilisera un code différent avec marquage direct en pF).

Bien entendu, dans ce cas, on n'utilise pas de lettre pour indiquer qu'il s'agit de nano ou de picofarads ; c'est inutile, étant donné que l'on dispose d'un nombre important de zéros. Ce marquage se fait en picofarads, même pour les fortes valeurs.

Cette technique de marquage se rencontre pour plusieurs types de condensateurs, céramique, multicouche ou non et aussi dans certaines fabrications à diélectrique plastique (mylar par exemple).

La valeur d'un condensateur céramique va, à peu près, de 0,47 pF à 1 000 000 pF soit 1 µF. Pour les condensateurs à diélectrique plastique mylar, on commence aux environs de 470 pF pour arriver à plusieurs microfarads.

La taille d'un condensateur dépend de sa tension de service, un diélectrique pour 400 V étant plus épais que celui prévu pour 100 V. La taille d'un condensateur peut donc donner, dans une certaine mesure seulement, une indication de sa valeur, ce qui facilite les recherches.

La physionomie des condensateurs peut aussi guider la recherche. Parmi les condensateurs céramique, on citera ceux à faible coefficient de température ou à coefficient de température défini et ceux à constante diélectrique élevée. Ces derniers ne bénéficient pas d'une haute stabilité en température, on les rencontrera surtout dans des fonctions de découplage. Le fait d'avoir une constante diélectrique élevée réduit la taille d'un condensateur, si bien qu'un condensateur de 3,3 nF sera plus petit qu'un 3,3 pF... Le premier se présentera sous forme d'une plaquette mince, l'autre se rapprochera davantage de la boule...

Des lettres accompagnent parfois la valeur d'un condensateur ; il ne s'agit pas, par exemple pour la lettre K, d'un millier mais d'une lettre donnant la tolérance du composant. Les catalogues des constructeurs indiquent ce code de lettres.

D'autres systèmes de marquage se rencontrent. Par exemple, chez RTC, on trouvera inscrit, sur le condensateur, une lettre p pour picofarad ou n pour nanofarad. Un condensateur de 0,56 pF sera marqué p56, un 4,7 pF : 4 p7, un 100 pF : n100, un 10 nF : 10 n, un 47 pF : 47p. Ce système relativement simple donne une indication correcte, immédiate.

Certains constructeurs se contentent de ne rien mettre, un 3,3 pF sera marqué 3.3, tout simplement ; le 3,3 nF sera repéré 3300 ou 3,3 n.

Dans une telle situation, la physionomie du condensateur renseignera...

Pour les condensateurs plastique, par exemple les MKT Siemens, on retrouve la technique précédente avec utilisation des lettres µ ou n compte tenu de la valeur de ces composants. Un 0,1 µF sera marqué « µ1 », un 1 µF « 1 µ », un 47 nF « 47 n ».

Certains condensateurs plastique, d'origine nippone, portent uniquement un nombre, par exemple 0,005 ou · 005. Il s'agit alors d'un nombre de µF, ce marquage tend à être remplacé par les nombres à 3 chiffres exprimant la valeur en pF.

Si, maintenant, vous avez encore des doutes, vous pourrez construire un capacimètre ou encore réaliser un oscillateur dont la fréquence vous permettra, par comparaison avec des condensateurs de valeur connue, de retomber sur vos pieds.

Nous n'avons pas parlé ici des condensateurs chimiques pour lesquels la valeur s'exprime intégralement, ces composants ont une surface d'affichage en général très suffisante.

Conclusions

Le condensateur, ce n'est pas si simple. Avec un peu d'expérience, vous saurez déterminer la valeur de vos composants, mais, au moment de l'achat, si vos condensateurs se sont quelque peu mélangés, vous aurez peut être besoin de relire ces lignes, car votre revendeur, aussi, peut se tromper.

Bloc-notes

BIBLIOGRAPHIES

PRATIQUE DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL (tome 1) par A. PELAT

L'amplificateur opérationnel est un circuit qui prend une part de plus en plus grande dans la réalisation des systèmes électroniques. Il est donc important pour le technicien d'en connaître le fonctionnement.

Ce livre expose en premier lieu le principe de l'amplificateur opérationnel. Il décrit des circuits importants et spécifiques, comme l'étage amplificateur différentiel ; il expose le fonctionnement de l'amplificateur opérationnel en haute fréquence, le problème des oscillations et celui de la compensation en fréquence, en utilisant des démonstrations mathématiques très détaillées, cependant accessibles au technicien.

Sont ensuite présentées plusieurs applications et divers circuits utilisant des amplificateurs opérationnels : là encore, l'auteur fournit des démonstrations mathématiques claires et détaillées, pour permettre au technicien d'en comprendre le fonctionnement. L'auteur passe en revue les différents amplificateurs fondamentaux, les convertisseurs, les circuits de calcul analogique et les circuits entrant dans la constitution des filtres actifs.

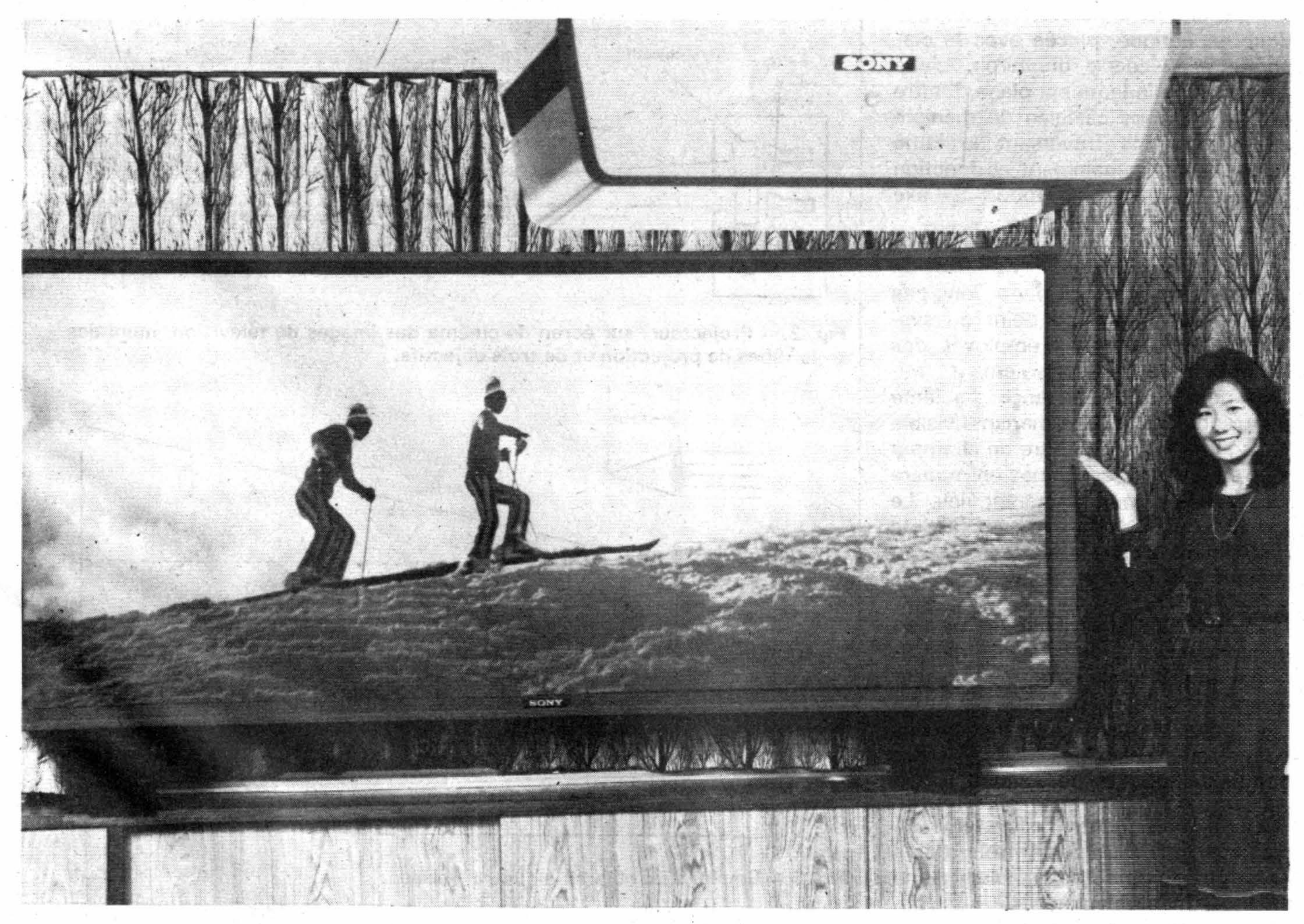
De nombreux schémas théoriques et pratiques sont fournis. Ils permettront au lecteur de faire un choix judicieux lorsqu'il aura à effectuer la synthèse d'un système.

C'est assurément un livre pédagogique, nécessaire au technicien, à l'utilisateur d'amplificateurs opérationnels, à l'étudiant comme à l'ingénieur.

Editeur : Masson.

INITIATION A L'OPTIQUE DE PROJECTION SUR GRAND ECRAN DES IMAGES VIDEO

Le système de vidéodisque à lecture laser est capable de présenter au choix l'une des 54 000 images à haute définition de chaque face d'un disque à lecture programmée. En utilisant la recherche rapide, il sera facile d'accéder à une page particulière, l'immobiliser sur l'écran aussi longtemps que l'exige le commentaire du conférencier ou le commentaire enregistré à une ou deux voies son avec la possibilité de disposer indépendamment de deux langues.
Le vidéodisque à lecture laser est un système idéal pour le stockage de l'information, d'où son champ illimité de possibilités dans l'enseignement en montrant des images animées et les informations utiles avec des images fixes. Pour que ces images puissent être regardées par de nombreux élèves et assistants, on doit faire appel à des dispositifs de projection sur grand écran ou écrans de salon.



PROJECTION SUR GRAND ECRAN

Comme projecteur de salon, nous avions réalisé d'abord le système à **optique de Schmidt**, de la figure 1.

L'image primaire est obtenue dans ce système à partir d'un tube cathodique de petites dimensions, dont l'écran a une grande brillance par suite de l'emploi de tensions d'accélération élevées (25 000 volts). Le projecteur est équipé d'un miroir sphérique et d'une lentille de correction. L'ensemble forme une optique « catadioptrique ». On donne le nom « d'objectifs catadioptriques » à des objectifs comportant une ou plusieurs surfaces réfléchissantes par opposition aux objectifs ordinaires, dits « dioptriques » parce que composés de milieux réfrigents dont la lumière traverse les surfaces en se réfractant.

L'aberration sphérique est compensée par une lame de verre ou de plastique asphérique, placée avec le diaphragme au centre du miroir. L'une des faces de la lame est plane, l'autre est de courbure calculée de manière que les rayons traversant la lame soient déviés inégalement en fonction de leur distance par rapport à l'axe (fig. 1).

La lame compense l'aberration sphérique du miroir. Il n'y a donc pas possibilité de mise au point du système ce qui oblige d'employer des lames différentes spécialement traitées pour chaque distance. La lame n'introduit pas de chromatisme visible dans l'image. La courbure de champ a été réduite avec des lames en matière plastique et en gélatine moulée. Le miroir sphérique concave avec la lame de Schmidt, donne des images à l'ouverture 1 : 1 dans un champ de 2°.

L'absence de possibilité de mise au point nous a conduit vers la réalisation d'un projecteur muni d'un objectif devant le tube de projection à écran plat dont la résistance était moins bonne que celle du tube à écran bombé de l'optique de Schmidt.

La figure 2 montre le système de projection, composé de trois tubes avec des écrans rouge, bleu, vert, munis de trois objectifs.

L'objectif du projecteur de salon

L'objectif est placé devant le tube, à une distance « a » et l'écran est placé à une distance « a' » derrière l'objectif (fig. 3).

L'objectif d'un projecteur vidéo est comparable à une lentille biconvexe dont la distance focale est donnée par $1/f = 1/a + 1/a'$.

L'agrandissement « g » est, dans ces conditions, le rapport a' sur a ; $g = a'/a$ ce qui nous donne la distance $a' = f(1+g)$.

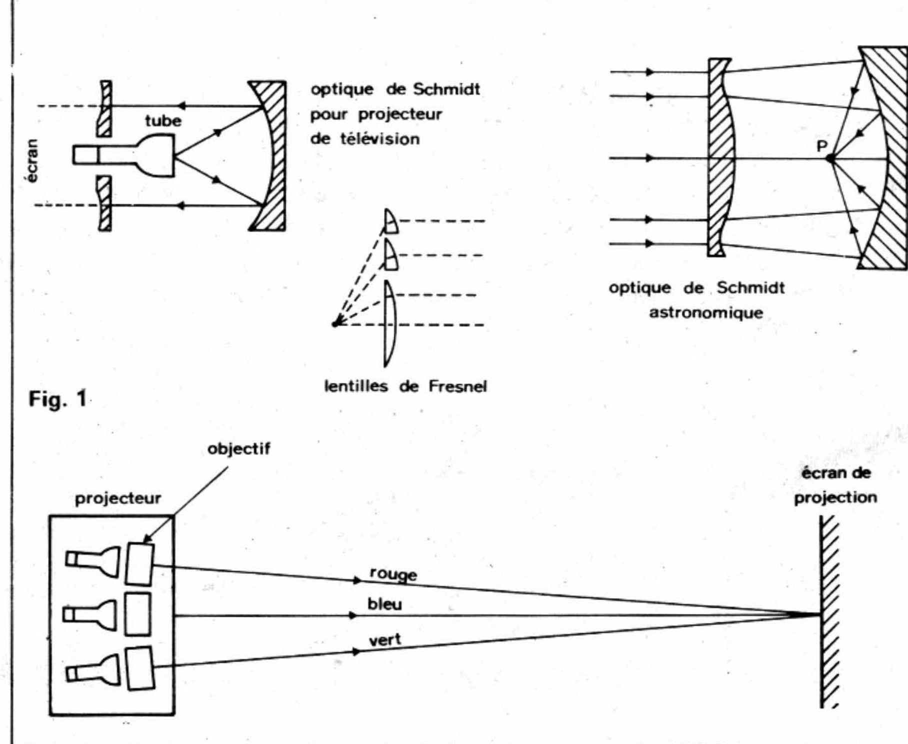


Fig. 1

Fig. 2. – Projecteur, sur écran de cinéma des images de télévision, muni des trois tubes de projection et de trois objectifs.

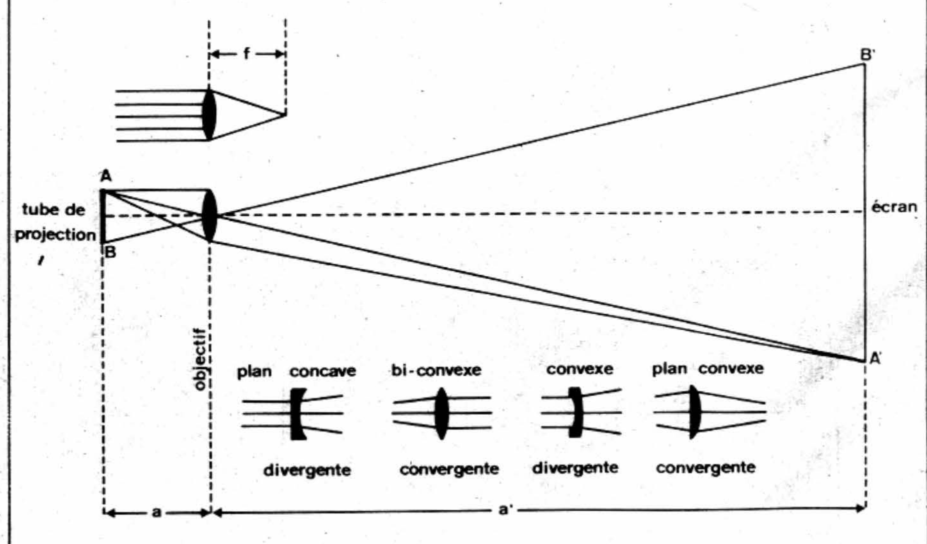


Fig. 3. – Emploi d'un objectif à quatre lentilles.

L'ouverture relative de l'objectif F = f/d avec D comme diamètre de la pupille d'entrée.

Nous avions réalisé à l'ENREA, en 1970, un projecteur couleur muni de trois tubes avec filtres rouge, bleu, vert. L'image sur l'écran des tubes avait une surface de 3 cm × 4 cm. L'image sur l'écran de projection avait une surface de 100 cm × 130 cm.

L'agrandissement était dans ces conditions g = 100/3 = 33,3.

Avec des objectifs à f = 65 mm, la distance a' était de 222 cm, et la distance a était de 6,7 cm. L'ouverture relative des objectifs était F = 1,5.

L'emploi de ces objectifs permettait la mise au point pour des distances variables.

On fait beaucoup mieux aujourd'hui. Le projecteur « Super Color Cinéma 9000 » de Gründig donne une image de 100 cm × 130 cm avec des tubes de 6'' à images 7,2 cm × 9,6 cm. L'objectif est un Proclar TI avec une focale f = 135 mm, F = 1,2 et D = 112,5 mm.

L'agrandissement g = 100/ 7,2 = 13,9. Partant de ces données, on trouve la distance a' = 2 010 mm et a = 145 mm. L'écran de projection est convexe dans les deux sens et aluminisé, ce qui donne un gain directif de 12 fois. La figure 4 montre l'installation.

Le taux de transmission des objectifs est près de 100 % avec 4 lentilles dont trois sont corrigées en aberration sphérique (fig. 1).

En ce qui concerne le faisceau de projection, l'angle vertical est ± 15° et l'angle horizontal ± 30°. L'intensité lumineuse au point S (fig. 4) est de 140 cd/m² = 41 foot-lambert.

C'est très bien mais encore loin de l'intensité lumineuse d'un tube couleur actuel de 65 cm qui donne 350 cd/m² (1 cd/candela = 1 lumen/steradian).

Etant donné que l'écran de projection reçoit les trois faisceaux lumineux (rouge, bleu et vert), il sera nécessaire de procéder aux réglages de la superposition des spots aux points de convergence situés sur l'écran.

Le système de superposition n'étant pas automatique, comme celui des caméras à trois tubes, il sera difficile d'obtenir la précision des caméras qui est meilleure que 0,05 % dans le cercle de diamètre égal à 0,8 de la hauteur, 0,1 % dans le cercle de dia-

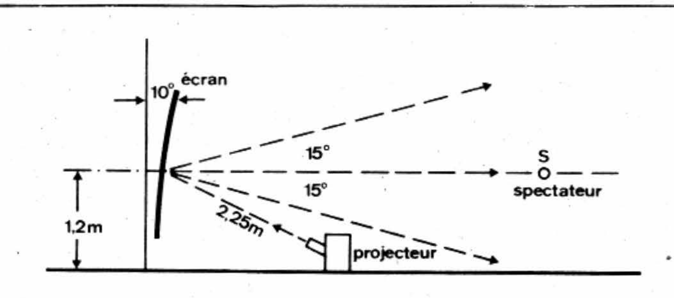


Fig. 4. – Installation du projecteur Super Color 9000.

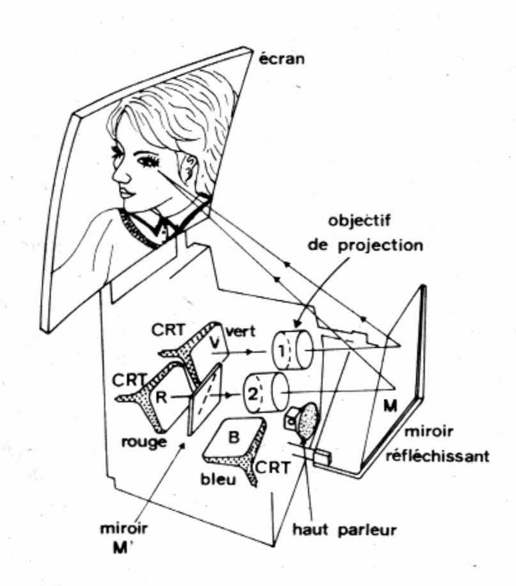


Fig. 5. Projecteur Sony.

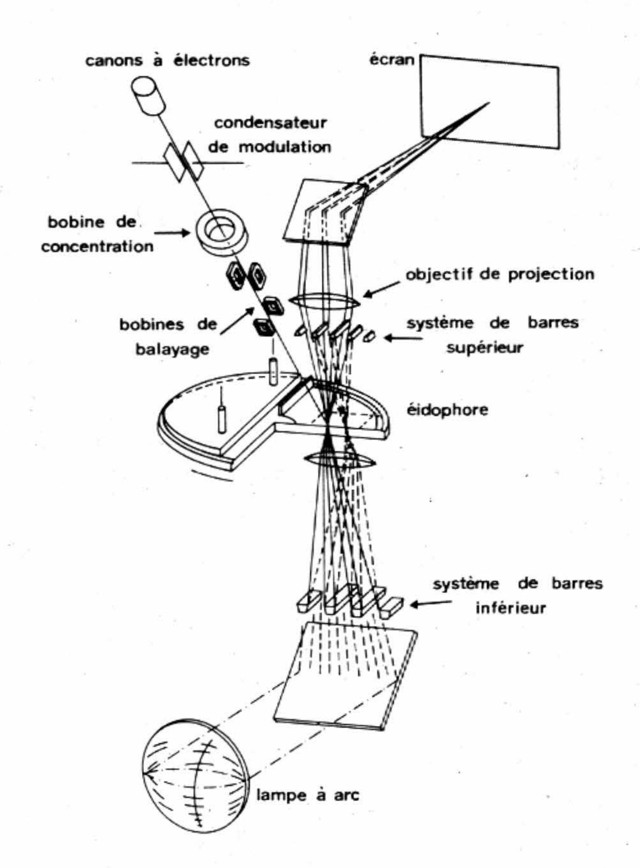


Fig. 6. – Aspect et schéma optique d'une projection suivant le procédé Eidophore.

mètre égal à la largeur et 0,4 % dans les quatre coins d'image. La résolution maximale de l'image est donc inférieure à celle d'une caméra avec superposition automatique ce qui limite la définition à 625 lignes.

La figure 5 montre le système de projection Sony où l'on retrouve les trois tubes de projection R, V et B mais, au lieu d'employer un objectif par tube, le système Sony n'utilise que deux objectifs. Le faisceau provenant du tube bleu est dirigé vers un miroir dichroïque qui laisse passer le faisceau du tube rouge et qui réfléchit celui du faisceau bleu.

L'objectif 1 reçoit le faisceau du tube vert et l'objectif 2 reçoit les faisceaux des tubes rouge et bleu. Le miroir réfléchissant M renvoie ces faisceaux vers l'écran convexe de projection.

Les projecteurs pour écran de grande surface

La section de recherches industrielles de l'institut de physique technique de l'Ecole polytechnique fédérale de Zürich a développé, sous la direction du regretté Dr Fischer, un projecteur à grande puissance, qui est, à l'heure actuelle, le seul fonctionnant en couleurs avec un flux de 4 000 lumen pour une surface de 140 m^2.

Il nous paraît donc intéressant de reproduire les données principales concernant ce procédé **« Eidophore ».**

La figure 6 nous montre une source lumineuse à grande puissance dont la lumière passe à travers une mince couche liquide qui sert d'organe de commande. Au départ, nous avons une lampe à arc, un réflecteur et un système de barres inférieur, ainsi qu'un pinceau à rayons cathodiques d'intensité constante, dont la vitesse de balayage ligne et image subit, en fonction du temps, une légère variation sinusoïdale dont l'amplitude est proportionnelle au signal vidéo. Ce pinceau dépose sur la surface du liquide une image modulée de charges électriques. Ces charges s'écoulent à travers la couche liquide vers une électrode transparente à la lumière et disparaissent avec une constante de temps qui dépend de la conductibilité et du pouvoir diélectrique du liquide employé.

En absence de signal vidéo, l'image doit être noire. Les charges sont alors également réparties sur toute la surface du liquide. Elles donnent naissance à une force électrostatique uniforme. Celle-ci agit sur toute la surface à la manière d'un piston.

Mais si les charges sont réparties selon une sinusoïde le long de chaque ligne de balayage, les forces électrostatiques dues aux charges auront le même caractère périodique et produiront une déformation quasi sinusoïdale de la surface du liquide.

Par un choix approprié de la viscosité du liquide et de la tension superficielle du liquide, on peut influencer les conditions hydrodynamiques de manière à obtenir une croissance et une décroissance de la déformation sinusoïdale en fonction du temps et au cours de la durée d'une image.

La figure 7 montre cette déformation.

Le liquide déformé se trouve placé entre deux systèmes de barres et de fentes. Si la surface du liquide est plane, tout le flux lumineux qui traverse les fentes du système de barres inférieur tombe sur les barres du système supérieur. La lumière n'arrive pas sur l'écran de projection.

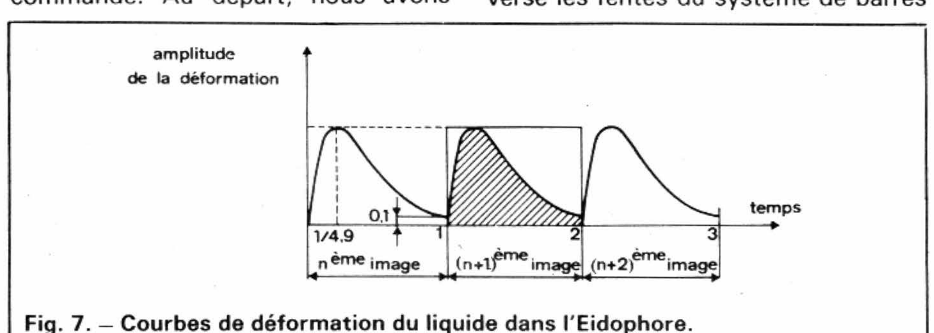


Fig. 7. – Courbes de déformation du liquide dans l'Eidophore.

En absence de signal vidéo, le liquide n'est pas déformé et l'image est noire.

En présence de signal vidéo, la surface du liquide est déformée et l'écran reçoit jusqu'à 70 % de la lumière qui tombait précédemment sur les barres du système supérieur. Cette lumière qui passe entre les barres supérieures reste accumulée dans le temps avec un facteur de 60 % par image.

La moitié de la lumière provenant de la lampe de projection est arrêtée par les barres du système inférieur. On peut donc atteindre un rendement lumineux total de l'ensemble de projection de l'ordre de 0,7 × 0,6 × 0,6 = 0,25.

Une lampe au Xénon de 20 000 lumen produira dans ces conditions un flux de 4 000 lumen sur l'écran si l'on néglige les pertes de lumière dues aux réflexions par les surfaces de verre.

La figure 7 montre la croissance et la décroissance de la déformation en fonction du temps au cours de la durée d'une image. On constate que la projection continue pendant toute la durée de l'image.

Pour que les déformations restent avec une amplitude moyenne d'un facteur d'accumulation de 0,6 durant une image, le liquide doit avoir une grande viscosité afin d'empêcher la formation d'ondes capillaires perturbatrices à sa surface.

La mince couche liquide est étalée sur une plaque tournante en verre. Son mouvement est lent et la définition de l'image ne se trouve pas diminuée. Il est ainsi possible d'assurer le refroidissement de la couche liquide ainsi que son aplanissement.

Pour obtenir un contraste aussi élevé que possible, il faut réduire au minimum la lumière diffractée. La caractéristique signal-lumière a une allure presque quadratique ce qui oblige de procéder à une correction de gamma. Le contraste peut atteindre le rapport 1 à 100.

On module ici la vitesse de balayage ligne par le signal vidéo, et non l'intensité du faisceau à rayons cathodiques. Ce procédé de modulation par

la vitesse de balayage requiert des intensités de courant plus faibles que le procédé de modulation en intensité par une grille de commande. Il évite également les déformations de grande longueur d'onde.

La surface liquide est formée par étendage d'un liquide visqueux au moyen d'une râclette profilée sur une calotte sphérique entraînée en rotation continue. Les rayons lumineux venant du système de barres inférieur sont déviés par les gaufrages de la couche visqueuse et repassent par les fentes du système de barres supérieur où ils contribuent à former l'image sur l'écran de projection après avoir traversé l'objectif et après réflexion par un miroir incliné.

La résolution du système correspond à une largeur de bande supérieure à 10 MHz. Les projecteurs actuels « Eidophore » sont munis de nombreux perfectionnements exigés par la vidéo en couleurs. Il faut multiplier par trois les faisceaux !

Nous n'avons voulu montrer ici que les éléments essentiels de ces projecteurs à haute définition et à haute intensité lumineuse.

Tube de projection muni d'une lame mono-cristalline et d'un miroir diélectrique.

Le tube de projection Titus du LEP permet d'obtenir des images de 3 000 lumen sur grand écran. Ce tube contient une lame mono-cristalline placée devant un miroir diélectrique (fig. 9a). Un rayon incident dans la lame peut être divisé en deux composantes déphasées. Si la lame est chargée électriquement chaque point de sa matière introduit une biréfringence. En installant un polariseur P_1 dans le faisceau lumineux d'une lampe de projection orienté vers la lame nous pouvons obtenir par le miroir diélectrique un faisceau de polarisation différente dirigé vers un autre polariseur P_2. L'intensité de ce faisceau varie avec la charge électrique appliquée à chaque point de la lame. Le faisceau réfléchi traverse le polariseur P_2 et aboutit sur l'écran de projection.

Essayons de voir de plus près le fonctionnement de ce nouveau système de projection.

L'étude de la propagation de la lumière dans un cristal de spath ou de quartz nous a permis de découvrir des phénomènes nouveaux.

A un rayon incident correspond un couple de rayons réfractés : c'est le phénomène de **« biréfringence »**. En regardant le comportement d'un cristal de spath de quelques millimètres d'épaisseur, nous observons un dédoublement de l'image et à la sortie du cristal deux faisceaux distincts de lumière polarisée rectilignement. On remarque à l'intérieur du cristal un pinceau non dévié qui contient les **rayons ordinaires** et un autre pinceau dévié qui contient **les rayons extraordinaires.** Ces deux pinceaux de lumière ont à leur sortie du cristal la même forme géométrique et la même intensité. Envoyons ces pinceaux sur un miroir de verre servant d'analyseur. Si le plan d'incidence sur le miroir est le plan défini par **l'axe optique** du cristal et la direction la normale à la face d'entrée de la lumière (plan de section principale), le pinceau de rayons extraordinaires est éteint après réflexion sur le miroir et les rayons ordinaires sont réfléchis par le miroir. Si l'on fait tourner le plan d'incidence du miroir de 90° c'est le pinceau de rayons ordinaires qui s'éteint pendant que le pinceau de rayons extraordinaires se trouve réfléchi. Les deux pinceaux émergents sont donc polarisés rectilignement suivant deux plans rectangulaires. L'analyse de la lumière émergente montre que le vecteur associé au rayon ordinaire vibre perpendiculairement à ce plan (fig. 8).

Remplaçons la lame de spath par une lame mono-cristalline uniaxe négatif.

L'indice du pinceau ordinaire est alors plus grand que l'indice du pinceau extraordinaire (n_o = 1,509 4 et n_e = 1,469 5 pour λ = 589 nm (10^{-9} m). Rappelons qu'une lame de quartz est matériau uniaxe positif où n_o est plus petit que n_e pour la même longueur d'onde λ. Les indices de la lame mono-cristalline de phosphate diacide de potassium deutéré (KD2 PO4) n_o = 1,509 4 et n_e = 1,469 5 à 589 nm sont obtenus à une température de − 53 °C qui est proche du point de Curie. Ces indices sont valables pour un cristal qui n'est pas

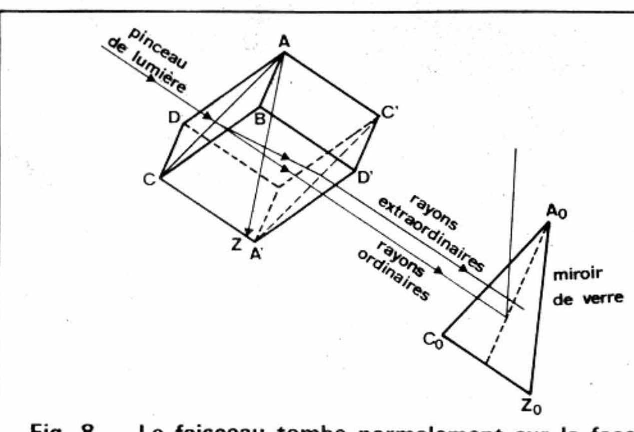


Fig. 8. – Le faisceau tombe normalement sur la face principale d'un cristal de spath.

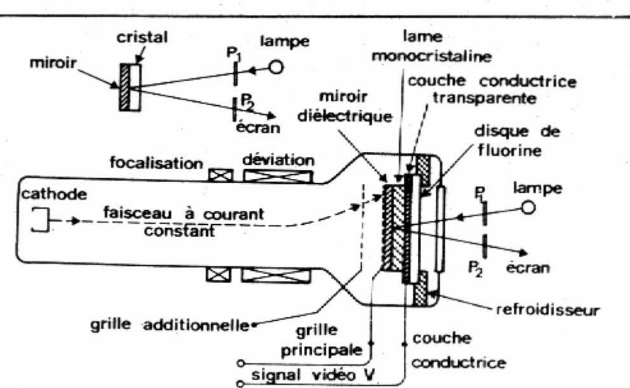


Fig. 9. – Coupe du tube Titus (L.E.P.) destiné à la projection des images de télévision sur grand écran de cinéma.

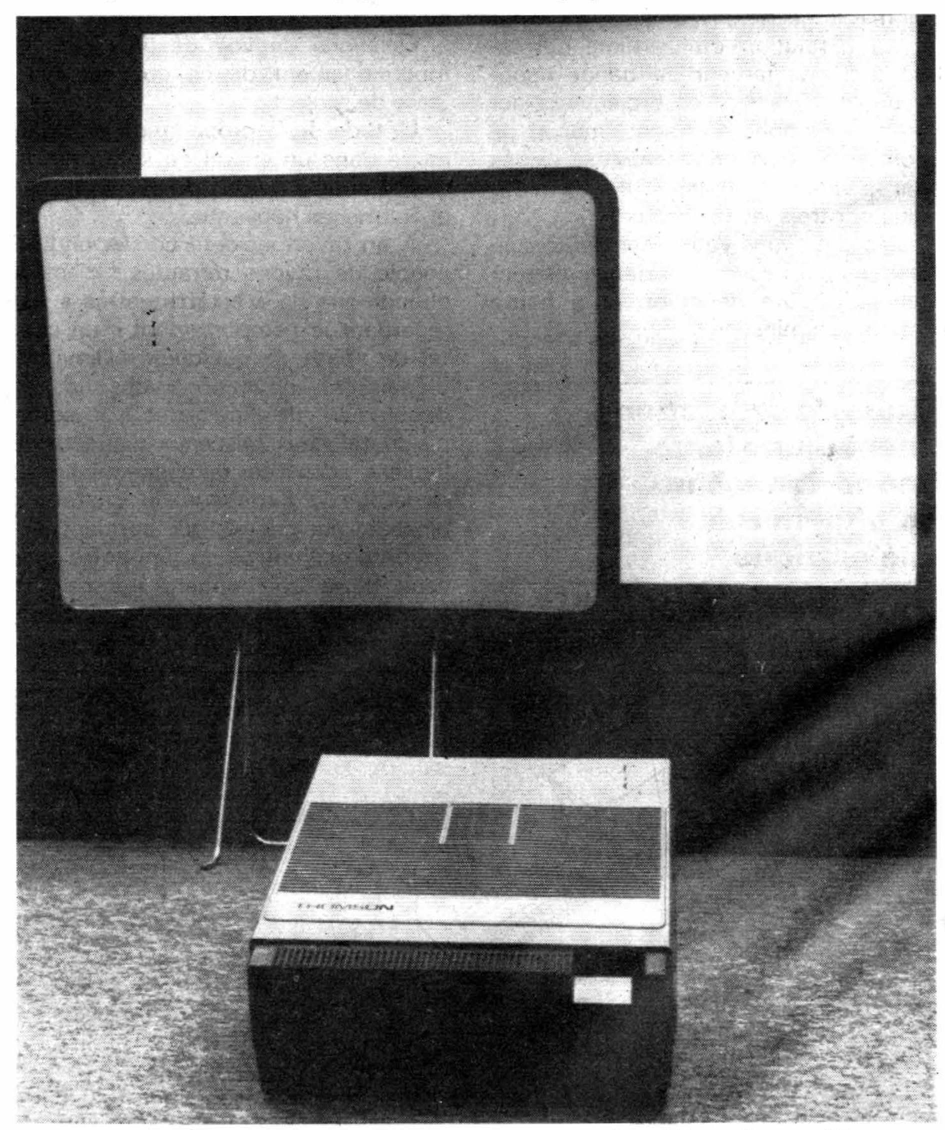
PROJECTION SUR GRAND ECRAN

soumis à un champ électrique. Rappelons que la lame est taillée perpendiculairement à l'axe optique AZ. Chaque point de cette lame introduit une biréfringence (Δn) lorsqu'elle est chargée électriquement. Cette biréfringence produit un retard optique entre les composantes de lumière de polarisation à angle droit donc orthogonales. Plaçons cette lame dans un tube à vide et installons devant le tube deux polariseurs P_1 et P_2 (fig. 9). Un rayon incident dans la lame faisant un angle d'incidence i dans un plan qui fait un angle θ par rapport à la direction initiale de polarisation, se divise en deux composantes déphasées. Il en résulte qu'à la sortie du second polariseur, nous trouvons une transmission d'une lumière polarisée normalement par rapport à celle du premier polariseur. La lame demi-onde transforme une vibration rectiligne incidente en une autre vibration rectiligne émergente. Chaque point de la lame introduit ainsi une biréfringence (Δn) proportionnelle à la charge électrique déposée à l'endroit précis de chaque point. Comment peut-on déposer cette charge avec une telle précision ?

Dans le tube de projection du nom **« Titus »** la charge électrique est appliquée entre deux électrodes situées l'une sur la face avant de la lame et l'autre à proximité de la face arrière. Le miroir qui renvoie le pinceau incident venant du polariseur P_1 vers le polariseur P_2 est situé entre la lame et l'électrode placée à proximité (fig. 9). L'électrode située devant la face avant est une couche conductrice transparente. L'électrode située derrière le miroir est une grille à maille fine. Cette grille est bombardée par les électrons d'un faisceau à **courant constant** qui se déplace horizontalement et verticalement, ligne par ligne et trame par trame comme tous les faisceaux de nos téléviseurs.

Ce faisceau agit comme un court-circuit entre la grille et la lame quand le potentiel de la cible est inférieur à celui de la grille. La tension qui assure la charge électrique de la lame est celle du signal vidéo.

Elle est appliquée entre la grille à maille fine et la couche conductrice transparente. Chaque élément de la lame est ainsi chargé à la tension vidéo à l'instant où le faisceau d'électrons court-circuite la grille avec la lame. C'est cette charge qui produit la biréfringence de chaque point de la lame pendant le passage du faisceau d'électrons à courant constant. Chaque élément de la lame garde cette charge en mémoire jusqu'au balayage suivant du faisceau. En admettant que la lame subisse le balayage d'une seule trame à 625 lignes, la transmission de la lumière réfléchie par le miroir diélectrique à travers le 2[e] polariseur continuera et l'écran de projection reproduira l'image de cette trame après l'arrêt du balayage. Si le balayage continue, l'image sera animée étant donné que chaque point de la lame produira une biréfringence plus ou moins variable (Δn) et proportionnelle à la charge électrique due au signal vidéo et au court-circuit entre la grille et la lame par le faisceau d'électrons qui balaie la grille. Le pinceau de lumière qui traverse le 2[e] polariseur est ensuite dévié vers l'écran de projection. Le pinceau de lumière qui traverse le 1[er] polariseur provient d'une lampe au Xénon de forte intensité. Le taux de transmission maximum est de 75 %. Avec une lampe dont l'intensité utile est de 8 500 candela/m^2, le flux projeté peut atteindre **3 000 lumen sans papillotement.** **R. ASCHEN**



Le vidéoprojecteur Thomson.

LE MAGNETOSCOPE HITACHI VT-7S

S'il nous était demandé de désigner « le magnétoscope de l'année », il nous serait difficile de ne pas proposer le VT 7S. Comme nous allons essayer de vous le démontrer ci-dessous, il le mérite, et à plus d'un titre, bien que son prix soit plus élevé que celui d'un ensemble traditionnel, comprenant un magnétoscope portable et un tuner car, vous ne l'avez peut-être pas deviné au vu des photographies d'illustration, c'est à un ensemble de ce type auquel nous avons affaire ici. Si, toutefois, le VT 7S n'a pas l'heur de vous séduire, nous en déduirons, qu'en matière de vidéo, vous faites partie des blasés.



Le VT-7S ressemble à un magnétoscope de salon.

ment forcé des H2400 (version plus puissante) permet de placer un 2 200 au dessus ; il bénéficie alors du souffle des ventilateurs (et aussi d'un air légèrement réchauffé). Donc, dans l'amplificateur H 2200, nous travaillerons en convection naturelle.

Technique

L'amplificateur H 2200 utilise une alimentation, à point milieu, commune aux deux amplificateurs. On évite ainsi d'avoir un condensateur de liaison entre la sortie de l'ampli et celle des enceintes. La structure adoptée est du type complémentaire ; les transistors de puissance sont composés de trois éléments en parallèle, on les attaque par deux transistors. Il ne s'agit pas ici du montage Darlington à trois transistors ; pour la branche positive, nous avons en effet un premier transistor NPN, tandis que les deux suivants, ceux de sortie, sont des PNP. Pour la branche négative, nous avons une composition complémentaire.

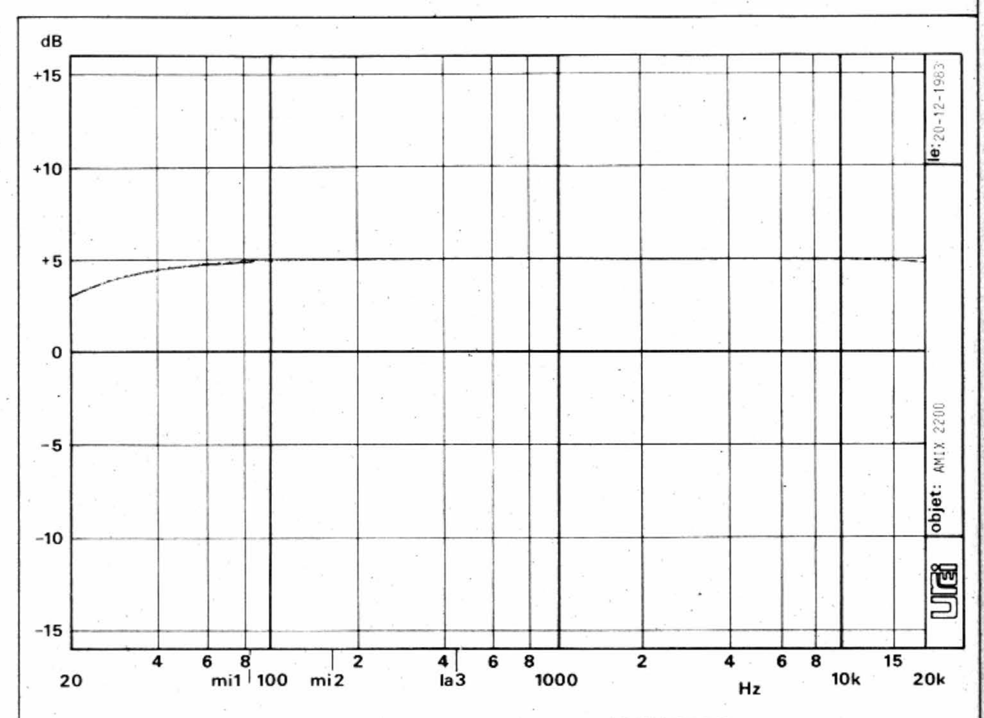
Cette structure se comporte comme un circuit en émetteur commun, mais la chute de tension de base, au lieu d'être trois fois la tension base émetteur, n'est que d'une fois cette tension.

L'attaque d'un étage de ce type demande une tension plus élevée que la tension d'alimentation, ce qui nécessite souvent l'emploi d'un étage de type « bootstrap ». Ici, on a ajouté à la tension d'alimentation positive et négative une tension auxiliaire de 8,2 V permettant une attaque dans de bonnes conditions.

L'étage d'entrée est de type différentiel, un condensateur élimine les éventuelles composantes continues.

Un amplificateur de sonorisation demande certaines protections ; ici, une centrale de mesure s'occupe de la tension de sortie, elle mesure la composante continue par intégration et, en cas de présence d'une tension excessive, coupe les enceintes pour les protéger. De plus, un circuit dérivateur recueille la tension de fréquence haute éventuellement présente pour la mesurer et commander également la coupure ; on évitera ainsi de griller des HP d'aigu.

Une protection existe également au niveau des transistors de puissance en cas de surintensité.



Courbe de réponse en fréquence de l'amplificateur AMIX 2200.

Sur le plan thermique, deux thermorupteurs coupent le primaire du transformateur d'alimentation lorsque la température des radiateurs devient excessive. Nous trouverons aussi, en dernier recours, un fusible installé sur le primaire du transformateur d'alimentation.

Réalisation

L'amplificateur, destiné à une utilisation professionnelle, est câblé sur du verre époxy assez épais, le transformateur toroïdal est solidement vissé au fond du châssis.

Chaque circuit d'amplificateur utilise deux plaques de circuit imprimé interconnectées par fils soudés ; pour assurer la liaison avec le circuit d'alimentation, nous avons des câbles terminés par des cosses serties, cosses de section importante. Le démontage des amplificateurs sera donc assez rapide. Le constructeur n'a pas négligé le service après-vente.

Mesures

Le tableau donne les mesures effectuées sur l'amplificateur. Les mesures de puissance musicale ont été effectuées à l'aide d'un signal à décroissance exponentielle. Les taux de distorsion sont d'un niveau digne d'un ensemble Hi-Fi. On constate qu'en pont nous obtenons pratiquement le double de la puissance permise sur 4 Ω sur chaque canal alors que la charge est de 8 Ω. Nous avons mesuré également l'impédance d'entrée voisine de 4 500 Ω ; la résistance interne, de 0,04 Ω, permettra d'obtenir un facteur d'amortissement de 100 sur charge de 4 Ω et de 200 sur 8 Ω.

Le temps de montée est de 5 µs et la vitesse de balayage en tension de 11 V/µs.

Nous avons mesuré un rapport S/B non pondéré de 105 dB et, avec pondération, de 110 dB, rien à redire sur ce plan.

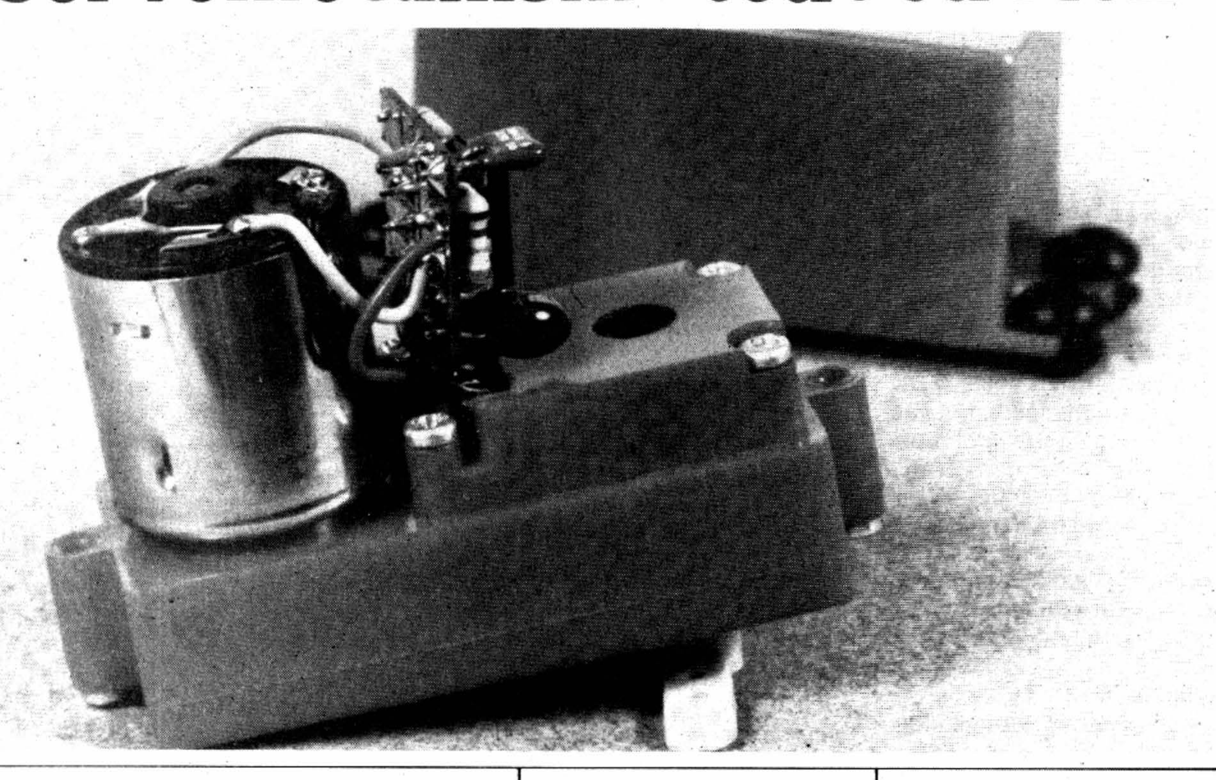
La courbe de réponse est donnée graphiquement, on constatera sa belle linéarité.

Conclusions

Avec sa série d'amplificateurs, Amix se lance dans la sonorisation de forte puissance avec des amplificateurs bien conçus, tout à fait adaptés à leur tâche. Pas de gadgets ici, tout est fonctionnel ; pas la moindre échelle de diodes, nous sommes loin de la conception Hi-Fi...

E.L.

Un servomécanisme tout ou rien



LES servomécanismes tout ou rien brillent par leur rareté, les proportionnels les ont détrônés. Nous vous avons proposé, il n'y a pas longtemps la réalisation de systèmes de radiocommande à fréquence AF et détection par circuits intégrés PLL. Le servomécanisme que nous vous proposons aujourd'hui peut s'associer à cette radiocommande. Ce servo, du type à retour au centre automatique, recevra deux ordres tout ou rien sur chaque entrée, chaque signal faisant passer le servo d'une extrémité à l'autre. La cessation de l'ordre entraîne le retour au centre. Nous retrouvons le principe des servos du type « Bellamatic » de Graupner ou des « Bonner » américains... Le montage peut aussi être utilisé avec un sélecteur à lames vibrantes...

Schéma de principe

La figure 1 donne le schéma de principe de ce servo. La simplicité semble évidente, l'ampli sera peu encombrant. Nous avons basé notre électronique sur un nouveau circuit intégré de SGS, le TDA 2820 M. Il s'agit d'un double amplificateur prévu pour des applications audio et, en particulier, pour un montage en pont. Il peut débiter un ampère et dispose d'une protection thermique entrant en service lorsque la puce de silicium atteint une température d'environ 160°. Donc, en cas de blocage du moteur, la protection intervient ; nous n'avons pas réussi à griller de circuit lors de nos essais... Nous réalisons ici un asservissement de position à courant continu, asservissement de type analogique. L'entrée 6 du circuit intégré reçoit une tension fixe par le diviseur R_1/R_2, directement relié à l'alimentation. Les entrées inverseuses des deux amplis, reliées, donnent le montage en pont ; l'entrée non inverseuse de l'ampli du bas reçoit une tension d'un potentiomètre entraîné par le moteur dont le sens de branchement est tel que sa rotation tend à réduire la tension différentielle d'entrée du montage (entre bornes 6 et 7 du circuit intégré).

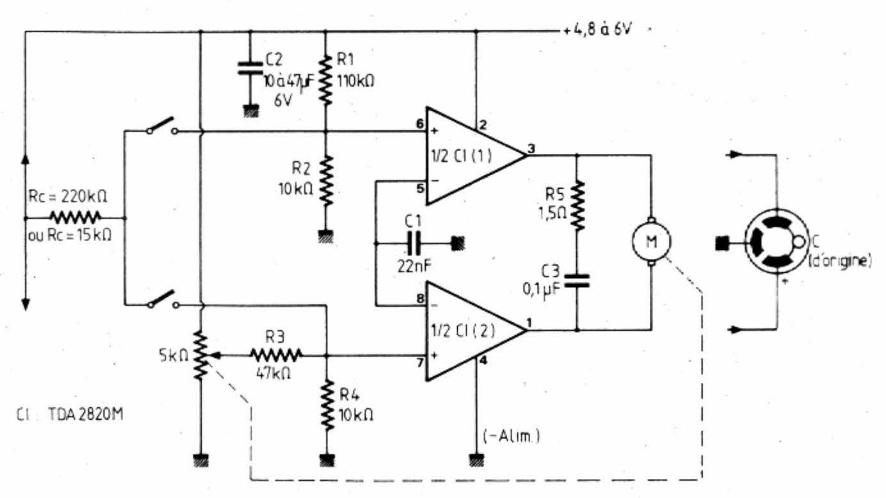


Fig. 1. – Schéma de principe du servomoteur tout ou rien.



Les condensateurs du montage assurent la stabilité du fonctionnement, la large bande passante de l'amplificateur favorise les oscillations à fréquence haute. Le réseau R_5/C_3 permet le fonctionnement sur charge inductive.

La commande a lieu par la résistance RC, résistance qui, suivant que l'ordre arrive par tension positive ou négative, changera de valeur. Une autre solution consiste à doter chaque entrée de commande d'une résistance différente ; dans ce cas, il sera possible de choisir électriquement la course totale du servo, ce qui n'est pas dénué d'intérêt. On peut également modifier le point de repos du servo par une intervention au niveau du pont diviseur R_1/R_2.

Réalisation

Le servomécanisme est construit autour d'une mécanique de marque Lextronic pas très onéreuse (promotion à 55 F, moteur compris) proposée en kit.

Le circuit imprimé permet un montage dans le boîtier et il reste de la place pour installer deux décodeurs de tonalité à XR-L 567. On choisira de préférence un stratifié de 0,8 mm d'épaisseur. Les résistances, des modèles 1/4 W, trouvent facilement leur place à bord à condition qu'elles ne sortent pas de certaines usines d'Extrême-Orient (prendre des Piher par exemple).

La technique de gravure anglaise facilite le montage par la présence d'une plage cuivrée de grande surface.

Les connexions se feront directement du côté cuivre. Nous donnons ici, figure 4, le branchement correspondant à un servo à moteur Orion.

Avec un autre moteur, le branchement peut être inversé. Vous alimenterez donc le montage ; si le servo part en butée, inversez simplement les fils du moteur.

Attention, l'arrivée de l'alimentation doit se faire directement sur les points du CI les plus proches des bornes d'alimentation. Il serait commode d'assurer cette alimentation sur les broches du potentiomètre ; une telle solution doit être proscrite, elle entraîne une oscillation haute fréquence du montage.

Nous avons relevé une consommation du montage de 25 mA au repos ; celle-ci varie entre 6 mA (consommation du circuit intégré) et 50 mA, courant permettant le démarrage du moteur. La précision du servo correspond sensiblement à son jeu mécanique... La figure 5 donne un branchement direct sur circuit PLL XR-L 567 ; il n'y a alors pas besoin de relais ni de diode, la sortie de ce circuit ayant lieu en collecteur ouvert.

Ce circuit se caractérise par une stabilité de position indépendante de la tension d'alimentation ; en effet, le potentiomètre de recopie et celui fixant la position de repos sont tous deux assujettis au même potentiel. De même, la course est indépendante de cette tension.

Conclusions

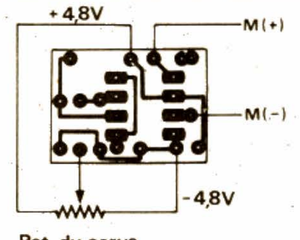
Un jour, peut-être, nous vous proposerons l'intégration de deux décodeurs PLL dans le même boîtier ; votre servo recevra directement ses fréquences de commande ! Précisons aussi que le circuit TDA 2820M, relativement nouveau, ne sera peut-être pas disponible immédiatement, nous avons eu des échantillons non marqués ! Dans ce cas, amateurs de servomécanismes et pas forcément de radiocommande, conservez ce montage précieusement, il peut vous rendre service. (Il peut aussi travailler en analogique !).

Liste des composants

R_1 : résistance 110 kΩ 1/4 W 5 %
R_2 : résistance 10 kΩ 1/4 W 5 %
R_3 : résistance 47 kΩ 1/4 W 5 %
R_4 : résistance 10 kΩ 1/4 W 5 %
R_5 : résistance 1,5 kΩ 1/4 W 5 %
C_1 : condensateur céramique 22 nF
C_2 : condensateur goutte tantale 10 à 47 µF 6 V
C_3 : condensateur céramique 0,1 µF
CI_1 : circuit intégré TDA 2820 M SGS
RC : résistance 220 kΩ ou 15 kΩ suivant la polarité du signal de commande
Servomécanisme avec potentiomètre : Lextronic LX 75 ou 76, avec moteur, sans ampli.



Fig. 2a. – Circuit imprimé (éch. 1).



Pot du servo
Fig. 2b

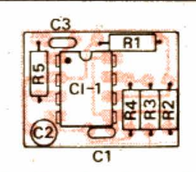


Fig. 3. – Implantation des composants.

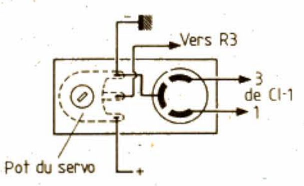


Fig. 4. – Câblage du servo LX 76.

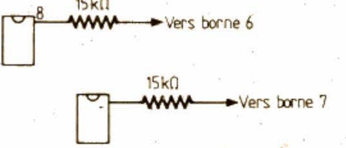


Fig. 5. – Branchement sur XR L 567.

MODULE DECODEUR DE TONALITE PLL

(Suite de la page 72)

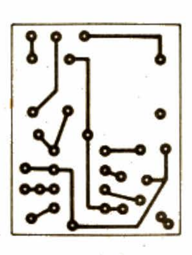


Fig. 2. – Le circuit imprimé (échelle 1).

Fig. 3. – Implantation des composants.

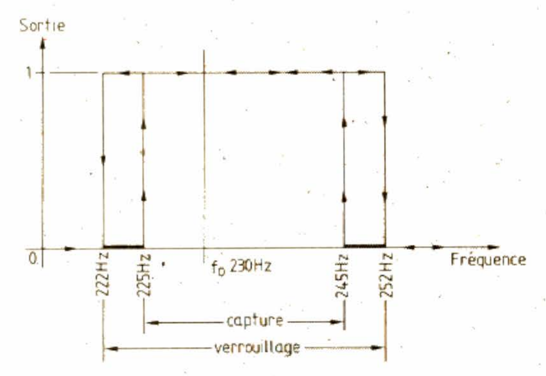


Fig. 4

gèrement des 213 Hz calculés. Le diagramme 4 indique ce qui se passe si l'on fait monter puis descendre la fréquence ; on obtient cinq fréquences caractéristiques du système déterminant une plage de capture, plage à l'intérieur de laquelle doit se trouver la fréquence AF pour qu'il y ait collage. Ensuite, nous avons une sorte d'hystérésis, une fois le relais collé, la fréquence d'entrée peut varier de façon plus importante, le relais restant collé.

La fréquence d'entrée idéale est la moyenne arithmétique des fréquences de capture, ici, l'oscillateur local n'est pas centré. La sensibilité du module est de 25 mV.

Réglage à l'oreille

Nous avons à notre disposition un instrument de mesure simple : l'oreille, capable de discriminer facilement les signaux audio.

Nous allons donc l'utiliser pour le réglage des résistances de l'émetteur.

L'accord grossier commence par une écoute du signal de sortie du récepteur. On branche un amplificateur en sortie du récepteur et on écoute. On branche l'ampli sur la borne 5 du circuit intégré, on entend une autre note. Si la note de l'émetteur est trop haute, on augmente la valeur de la résistance variable et inversement. Une fois les deux tonalités identiques, l'oreille le perçoit bien (même si les signaux ont une forme différente), on se branche uniquement sur le circuit intégré.

On ajuste alors la résistance variable de sorte que la fréquence de l'oscillateur du circuit intégré soit identique, que l'émetteur assure la commande ou non. Cette manipulation suppose, vous l'aviez sans doute déjà compris, que le module reçoive la fréquence générée par l'émetteur, et qu'il soit, par conséquent, relié à la sortie du récepteur. Un fréquencemètre permettra un calage au centre de la fenêtre de capture.

Autres usages

Ces modules sélectifs peuvent être utilisés chaque fois que l'on désire commander une fonction tout ou rien. Le CI NE 567 (LM ou XR 567) est aussi capable de travailler dans les mêmes conditions avec une consommation et une puissance de sortie supérieures.

La combinaison de plusieurs de ces circuits (il y a aussi un double 567) permet des codages lorsque la sécurité de la transmission s'impose.

On pourra par exemple assurer une très bonne sécurité dans la commande, si la sortie dépend de l'émission simultanée ou en séquence de plusieurs fréquences.

Donc, à vos fers à souder et commandez tout ce que vous voulez, par radio, par topage de bande (la sortie 5 du circuit sert de générateur A.F.) ou n'importe quoi.

$$f_o\,(Hz) \simeq \frac{1}{R_1 C_1} \quad (C_1 \text{ en farads, } R_1 \text{ en ohms}) \qquad (1)$$

$$20\,k\Omega < R_1 < 200\,k\Omega \qquad (2)$$

$$C_3 = 2\,C_2 \qquad (3)$$

$$C_3\,(\mu F) > \frac{260}{f_o} \qquad (4)$$

Tableau 1

Liste des composants

R_1 : résistance 1/4 W, 5 %, suivant formules 1 et 2

C_1 : condensateur plastique MKT Siemens 5 mm, suivant formule 1

C_2 : condensateur tantale $\simeq 1\,\mu F$

C_3 : condensateur tantale $\simeq 2{,}2\,\mu F$

C_4 : condensateur céramique, plastique 47 nF

D_1 : diode IN 4148

CT : circuit intégré XR-L-567 Exar (Tekelec)

Relais : type D_1, Siemens, V23040 - A0001 - BZ01, 5 V.

Nota : le XR-L-567 peut être remplacé par un 567 (sans L) ; la consommation est multipliée par 10 ; un autre relais moins sensible que le D_1 peut être utilisé. R_1 sera alors compris entre 2 kΩ et 20 kΩ, C_4 sera un 0,22 µF.

(suite de la page 114)

RR – 12.04 : M. André MAGAND, 24 BERGERAC :
1° nous entretient du fonctionnement bizarre de son tuner FM stéréophonique ;
2° envisage l'adjonction d'un détecteur de produit sur un récepteur AM pour l'audition convenable des stations BLU.

1° En stéréophonie FM, le souffle peut provenir, à la réception, d'un signal insuffisamment puissant... ou, à l'émission, du déréglage du codeur. Dans le premier cas, vous pourriez essayer d'installer une meilleure antenne, plus haute, à plus grand gain, etc. ; dans le deuxième cas, vous n'y pouvez rien ! Et nous n'avons pas connaissance de l'existence d'un « dispositif » permettant d'atténuer le souffle dans ce cas-là.

La séparation des canaux se fait à l'émission. A la réception, elle se fait dans l'étage décodeur faisant suite à l'étage démodulateur. Ce décodeur fonctionne ou ne fonctionne pas ; il n'y a pas de demi-mesure ! Donc, si la séparation des canaux existe, mais que vous la jugiez insuffisante, il faut agir « acoustiquement » en augmentant la distance entre le haut-parleur de droite et celui de gauche.

2° En ce qui concerne le montage de détecteur de produit (pour BLU) que vous nous demandez, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à l'ouvrage « l'Emission et la Réception d'amateur », 11e édition, à partir de la page 548, où plusieurs montages sont proposés (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

Puisque la MF du récepteur est de 385 kHz, le BFO doit se régler sur 385 ± 1,5 kHz selon la bande latérale à recevoir (supérieure ou inférieure ; USB ou LSB).

●

RR – 12.05 : M. Michel FAYARD, 75012 PARIS :
1° nous demande conseil pour l'utilisation de l'amplificateur BF décrit dans le n° 1678 ;
2° nous soumet le schéma d'un autre amplificateur BF (bien plus simple) et nous entretient de certaines modifications qu'il envisage d'apporter.

1° Avec le montage d'amplificateur BF décrit dans le n° 1678, il n'est pas nécessaire de prévoir un préamplificateur spécial pour l'usage d'une guitare électrique ; il suffit, comme vous l'avez fait, d'employer simplement l'un des préamplificateurs dits « universels ». S'il y a alors un taux important de distorsion, c'est vraisemblablement dû à une saturation de ce préamplificateur (signaux BF de sortie de la guitare trop importants). Il faut donc réduire le gain en agissant sur le potentiomètre de 1 MΩ, ou bien augmenter la valeur de la résistance-série de 220 kΩ, ou bien encore carrément monter un potentiomètre (de l'ordre de 100 kΩ log.) à l'entrée qui permettra de doser l'amplitude des signaux appliqués.

2° Il n'est pas question de monter une commande de tonalité « graves-aiguës » séparée sur le montage dont vous nous soumettez le schéma. En fait, il ne s'agit que d'un **amplificateur,** lequel pour son utilisation normale doit être précédé d'un préamplificateur ; c'est dans le préamplificateur que se trouvent incorporées les commandes graves, aiguës, balance, commutations diverses, etc. De nombreux montages de préamplificateurs BF ont déjà été publiés dans notre revue ; nous vous prions de bien vouloir vous y reporter.

●

RR – 12.07 : M. Raymond CHAVAY, 03 VICHY :
1° nous pose diverses questions se rapportant aux récepteurs et émetteurs utilisés par les radioamateurs ;
2° nous entretient de la recharge de batteries au cadmium-nickel.

1° Nous vous suggérons la lecture et l'étude de l'ouvrage « l'Emission et la Réception d'amateur », 11e édition (en vente à la Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris). Dans cet ouvrage, de nombreux montages d'émetteurs, de récepteurs, d'antennes, de boîtes de couplage, etc. sont décrits.

Nous ne vous dissimulerons cependant pas que si vous voulez construire un émetteur-récepteur très sophistiqué (soit ondes décamétriques, soit VHF), il vous reviendra certainement plus cher que s'il avait été acheté dans le commerce ! (prix élevé des composants achetés à l'unité). Mais, certes, vous aurez la satisfaction de l'avoir construit vous-même...

Nous n'avons pas connaissance de l'existence d'émetteurs-récepteurs pour radioamateurs vendus en kit... à part le célèbre (mais déjà ancien) HW-101 (bandes décamétriques) de Heathkit, 47, rue de la Colonie, 75013 Paris.

2° Nous avons déjà décrit plusieurs montages de chargeurs susceptibles de débiter des intensités importantes, montages auxquels vous pourriez vous reporter... Mais, vous nous parlez de modèles réduits (il doit donc s'agir de toutes petites batteries) et vous nous parlez d'une intensité de 10 A ! Sachez que, pour ces petites batteries cadmium-nickel, charge rapide équivaut à destruction rapide ! Ces batteries doivent être rechargées sous une intensité égale au dixième de leur capacité. Exemple : batterie de 500 mA/h ; intensité de recharge = 50 mA.

Comme il s'agit de batteries **étanches,** sous une intensité de 10 A vous risqueriez en outre l'explosion de l'accumulateur !

●

RR – 12.08 : M. Marcel BONNEFOY, 16 ANGOULEME, nous entretient de diverses et nombreuses modifications qu'il se propose d'effectuer sur son téléviseur.

Nous sommes désolés de devoir vous décevoir, mais ce que vous envisagez de faire sur votre téléviseur est absolument impensable parce que **pratiquement** impossible à réaliser.

Cet appareil est certainement conçu sur circuits imprimés et, depuis le nombre incalculable de fois que nous le répétons dans cette rubrique, vous devez savoir que de telles fabrications ne sont absolument pas modifiables. Cela équivaut à un tel « charcutage » des circuits imprimés que la plaquette concernée se trouve détériorée, voire détruite, et, bien entendu, l'ensemble de l'appareil avec ! De trop nombreux bricoleurs en ont déjà fait la cruelle expérience. C'est la raison pour laquelle nous vous déconseillons formellement d'entreprendre de telles transformations, adjonctions, etc.

●

RR – 12.10 : M. Hubert DUBUIS, 37 TOURS :
1° désire des renseignements concernant le capacimètre décrit dans notre n° 1668 ;
2° souhaite connaître la correspondance de différents transistors japonais.

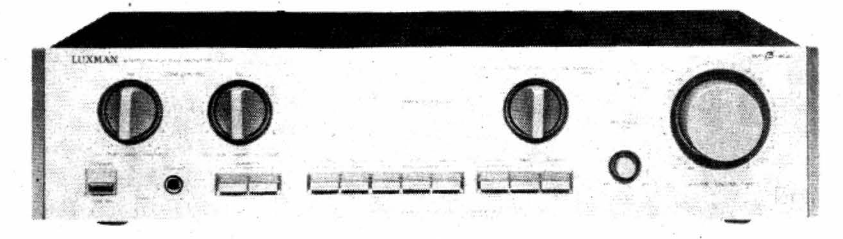
1° Le capacimètre décrit dans le n° 1668 ne fait pas l'objet d'un kit vendu dans le commerce.

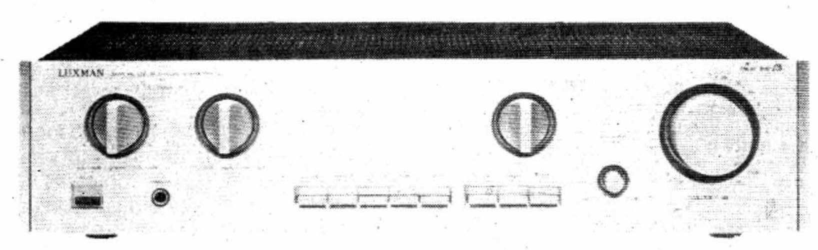
Concernant cet appareil, nous vous signalons une erreur sur les dessins du circuit imprimé : sur la figure 3, la ligne + 6 V aboutissant à la patte 8 du NE 555 de gauche doit se prolonger sur la ligne immédiatement au-dessous afin d'alimenter la patte 4, ainsi que les pattes 4 et 8 du NE 555 de droite. Même défaut évidemment à rectifier sur le dessin de la figure 4.

2° Les transistors japonais suivants peuvent être remplacés par leurs correspondants européens :

2SC 1317 : BC 338, BC 378, BC 738, BC 635, 2N 2220 ou 2222.
2SC 373 : BC 108, BC 172, BC 183, BC 208, BC 238, BC 383, BC 548, BC 583.
2SC 1359 : mêmes correspondances que 2SC 373, avec éventuellement en plus BF 241, BF 255, BF 455, BF 495 et BF 595.
2SC 829 : BF 241, BF 255, BF 455, BF 495, BF 595.
2SB 564 : BC 328, BC 298, BC 728, BC 636, 2N 2906 ou 2907.

Sélection de chaines HIFI





CHAINE LUXMAN L 220

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur LUXMAN **L 220,**
– un tuner **LUXMAN T 230L,**

– un magnétophone à cassettes **LUXMAN K 210,**
– une table de lecture **TECHNICS SLD 21,**
– deux enceintes acoustiques **3 A-360 Digital.**

L'amplificateur LUXMAN L 220 :
Puissance : 2 × 50 W/8 Ω
Bande passante : 10 à 100 000 Hz.
Rapport signal/bruit : phono : 95 dB (pondéré).
Aux, tuner, moniteur : 105 dB.
Distorsion : 0,02 %.
Le tuner LUXMAN T 230L :
Gammes d'ondes : PO - GO - FM.
Sensibilité FM : 0,6 µV.
Rapport signal/bruit : 75 dB.
Distorsion : 0,15 %.
Le magnétophone à cassettes LUXMAN K 210 :
Bandes acceptées : normal, chrome, métal.
Pleurage et scintillement : 0,06 %.
Bande passante : 20 à 19 000 Hz (métal).
Rapport signal/bruit : métal et chrome : 69 dB.
Distorsion : 0.7 %.
Réducteur de bruit : Dolby B et C.
La table de lecture TECHNICS SL-D21 :
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 %.
Ronronnement : – 78 dB (pondéré).
L'enceinte acoustique 3 A-360 Digital :
Courbe de réponse : 35 à 25 000 Hz.
Puissance : 60 W.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1m.

CHAINE LUXMAN L 210

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **LUXMAN L 210,**
– un tuner **AKAI ATS 3L**
– une table de lecture **DUAL CS 514,**
– un magnétocassette **AKAI HX1,**
– deux enceintes acoustiques **3A Academic 90**

L'amplificateur LUXMAN L 210 :
Puissance : 2 × 45 W/8 Ω
Bande passante : 10 à 100 kHz.
Distorsion harmonique : 0,02 %.
Rapport signal/bruit : phono : 95 dB (pondéré). Aux,, tuner, monitor : 105 dB.
Le tuner AKAI ATS 3L :
Gammes d'ondes : PO-GO-FM.
Sensibilité FM : 11,2 dBf.
Distorsion : 0,1 %.
La table de lecture DUAL CS 514 :
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,08 %.
Rapport signal/bruit : 47 dB.
Le magnétophone à cassettes AKAI HX 1 :
Bandes acceptées : normal-CrO_2, métal.
Fluctuations : 0,05 %.
Bande passante : 30 à 17 000 Hz (métal).
Distorsion : < 0,7 %.
Rapport signal/bruit : 66 dB (avec Dolby).
L'enceinte acoustique 3A Academic 90 :
Puissance : 70 W.
Sensibilité : 95 dB/1 W/1 m.
Bande passante : 60 à 20 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

CHAINE LUXMAN L 410

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **LUXMAN L 410,**
– un tuner **LUXMAN T 530L,**
– un magnétophone à cassettes **LUXMAN K210,**
– une table de lecture **LUXMAN PD 284,**
– deux enceintes acoustiques **3A-380.**

L'amplificateur LUXMAN L410 :
Puissance : 2 × 80 W.
Distorsion : 0,02 %.
Bande passante : 5 à 110 000 Hz.
Rapport signal/bruit : phono : 95 dB (pondéré). Aux., tuner, monitor : 105 dB.
Le tuner LUXMAN T 530L :
Gammes d'ondes : PO-GO-FM.
Sensibilité FM : 0,5 µV.
Rapport signal/bruit : 77 dB (stéréo).
Distorsion : 0,06 % (stéréo).
Le magnétophone à cassettes LUXMAN K 210 :
Voir chaîne **LUXMAN L 220.**
La table de lecture LUXMAN PD 284 :
Vitesse : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Rapport signal/bruit : 62 dB (pondéré).
Pleurage et scintillement : 0,035 % (pondéré).
L'enceinte acoustique 3 A-380 :
Puissance : 80 W.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.
Bande passante : 30 à 25 000 Hz.

CHAINE LUXMAN L190

Cette chaîne comprend :
– un amplificateur **LUXMAN L190**
– une table de lecture **DUAL CS514.**
– deux enceintes acoustiques **3A-340.**

L'amplificateur LUXMAN L 190 :
Puissance : 2 × 35 W/8 Ω.
Bande passante : 12 à 96 000 Hz.
Rapport signal/bruit : 93 dB (pondéré).
La table de lecture DUAL CS 514 :
Voir chaîne **Luxman L 210**
L'enceinte acoustique 3A-340 :
Puissance : 50 W.
Bande passante : 50 à 25 000 Hz.
Sensibilité : 91 dB/1 W/1 m.